SELEZIONE DI TECNICHE ELETTRONICHE

Copia riservata agli Abbonati

5

MAGGIO 1983

L. 2.500

GRUPPI STATICI, DI CONTINUITA'

EQUALIZZATORE GRAFICO PARAMETRICO

SENSORI D'IMMAGINI A SEMICONDUTTORE

PROGETTI: effetti di luce al ritmo della musica

convertitore tensione/frequenza

ORA C'E'!

ZX Spectrum

- 16 o 48 kbytes RAM.
- grafica ad alta risoluzione (256x192 punti).
- 8 colori da utilizzare con la più assoluta libertà per testo, sfondo, bordo, in campo diretto o inverso, con due gradi di luminosità, a luce fissa o lampeggiante.
- Tastiera multifunzione con maiuscole, minuscole, simboli grafici, caratteri definibili dall'utente.
- BASIC Sinclair esteso con funzioni a un tasto per programmare in fretta e senza errori.
- Funzioni specifiche per la grafica e per la gestione di dati d'archivio.
- Ampia disponibilità di programmi preregistrati su compact-cassette: giochi, passatempi, educazionali, matematici, gestionali.
- Totale compatibilità con la stampante ZX.
- Disponibilità immediata del volume ALLA SCOPERTA DELLO ZX SPECTRUM in italiano.
- Prezzo eccezionale: 360.000 lire nella versione a 16 kbytes.

sinclair ZX Spectrum FLIGHT SIMULATION — PSION — 48K RAM

sinclair ZX Spectrum CHESS — PSION — MICRO GEN — 48K RAM

sinclair ZX Spectrum VU-FILE also GAZETTEER — PSION — 16K or 48K RAM

sinclair ZX Spectrum VU-CALC — PSION — 16K or 48K RAM

sinclair ZX Spectrum VU-3D — PSION — 48K RAM

sinclair ZX Spectrum SPACE RAIDERS — PSION — 16K or 48K RAM

sinclair ZX Spectrum HUNGRY HORACE — PSION — MELBOURNE HOUSE — 16K or 48K RAM

sinclair ZX Spectrum PLANETOIDS also MISSILE — PSION — 16K or 48K RAM

sinclair ZX Spectrum FUN TO LEARN SERIES MUSIC 1 — ICL — 16K RAM

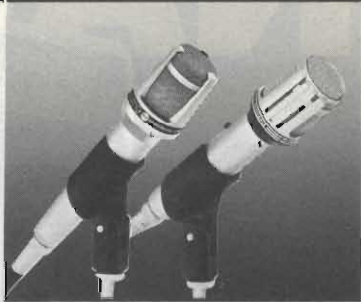
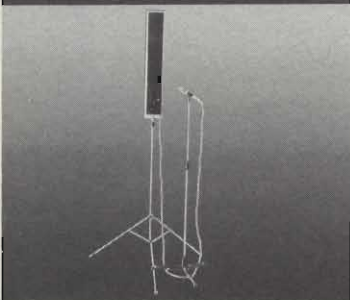
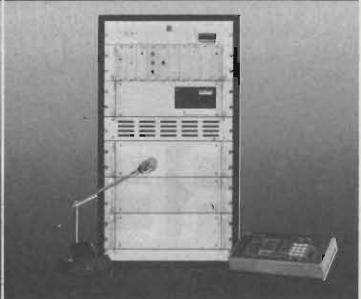
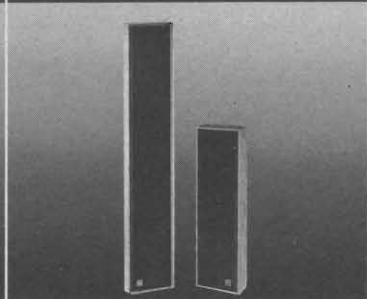
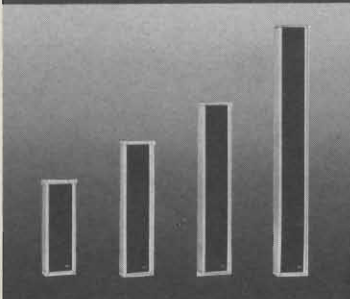
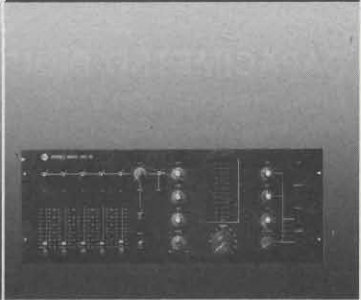
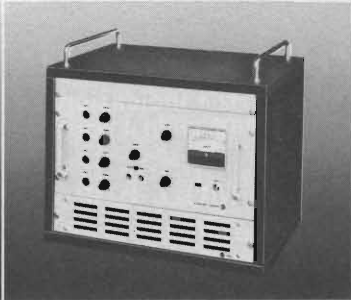
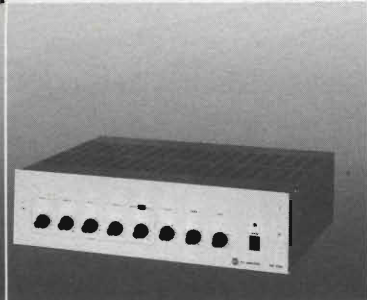
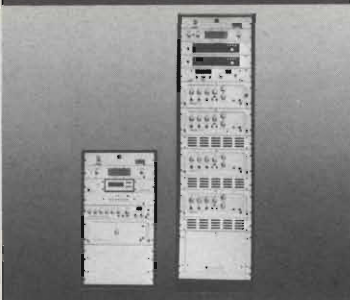
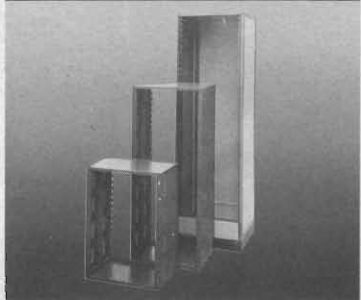
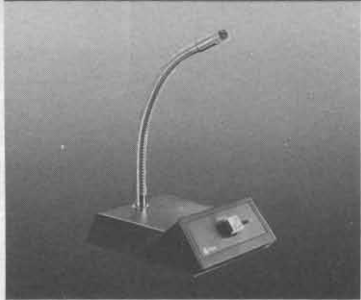
sinclair ZX Spectrum FUN TO LEARN SERIES INVENTIONS 1 — ICL — 16K RAM

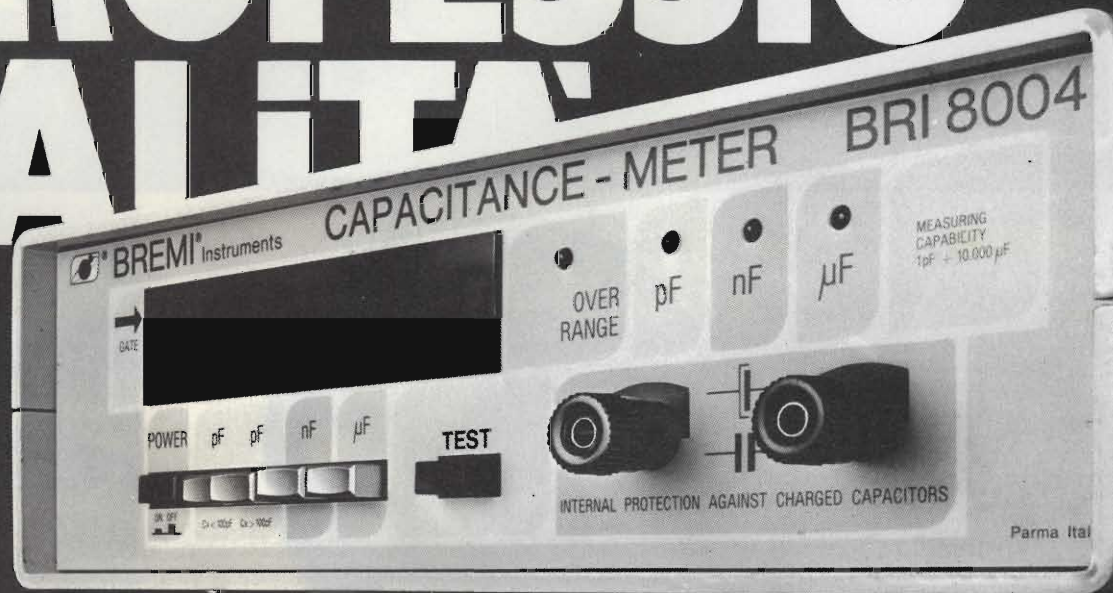
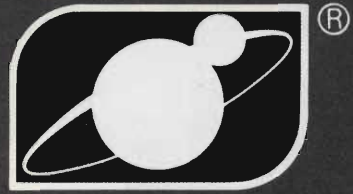
sinclair ZX Spectrum FUN TO LEARN SERIES HISTORY 1 — ICL — 16K RAM

sinclair è distribuito da

REBIT COMPUTER

A DIVISION OF G.B.C

REBIT COMPUTER
Via Induno, 18
20092 CINISELLO BALSAMO
Casella Postale 10488 MI

RCF
La piú grande industria elettroacustica italiana.
Una gamma completa di oltre 700 prodotti in grado di soddisfare qualsiasi vostra esigenza di sonorizzazione: dall'impianto per il piccolo negozio al sistema centralizzato per il grande complesso turistico o industriale. Tutti contraddistinti da un elevato standard qualitativo e affiancati dalla nostra assistenza tecnica.
Potete fidarvi.
RCF s.p.a. - 42029 S. Maurizio (Reggio Emilia)
via G. Notari, 1/A - tel. (0522) 91840 - telex 531381 RCFRE I

ALTA PROFESSIONALITÀ

Studio R. NENCINI - PARMA

CAPACIMETRO DIGITALE MOD. BRI 8004

Alimentazione: 220 V AC ± 10% 50 Hz • **Indicazione:** 4 cifre con display Led 1/2" • **Misura di capacità:** da 1pF a 9999 µF in 4 portate • **Precisione:** 1%

GENERATORE DI FUNZIONI MOD. BRI 8500

Forme d'onda: sinusoide (distorsione inferiore a 1% fino a 15 KHz e inferiore al 2% da 15 KHz a 200 KHz); triangolare (linearità migliore dell'1%); quadra (tempo di salita e discesa inferiore a 250 nsec.) • **Frequenza:** da 1 Hz a 200 KHz in 5 portate:da 1 Hz a 20 Hz; da 10 Hz a 200 Hz; da 100 a 2 KHz; da 1 KHz a 20 KHz; da 10 KHz a 200 KHz

BREMI®

BREMI ELETTRONICA - 43100 PARMA ITALIA - VIA BENEDETTA 155/A
TELEFONI: 0521/72209-771533-75680-771264 - TELEX 531304 BREMI

EDITORE
Jacopo Castelfranchi
DIRETTORE RESPONSABILE
Ruben Castelfranchi
DIRETTORE EDITORIALE
Giampietro Zanga
DIRETTORE TECNICO
Lodovico Cascianini
COORDINATORE
Gianni De Tomasi
REDAZIONE
Sergio Cirimbelli
Daniele Fumagalli
Tullio Lacchini
Mauro Ballocchi
GRAFICA E IMPAGINAZIONE
Bruno Sbrissa
Giovanni Fratus
Giancarlo Mandelli
FOTOGRAFIA
Luciano Galeazzi
Tommaso Merisio
PROGETTAZIONE ELETTRONICA
Angelo Cattaneo
Filippo Pipitone
CONTABILITA'
Claudia Montù
M. Grazia Sebastiani
Antonio Taormino
DIFFUSIONE E ABBONAMENTI
Pinuccia Bonini
Rosella Cirimbelli
Patrizia Ghioni
Giovanna Quarti
COLLABORATORI
Paolo Bozzola
Edoardo Botti
Giuseppe Contardi
Ennio De Lorenzo
Fabio Ghersel
Giuseppe Martinetti
Maurizio Morini
Oscar Prelz
Sergio Saporiti
PUBBLICITA'
Concessionario per l'Italia e l'Estero
Reina & C. S.r.l.
Via Washington, 50 - 20149 Milano
Tel. (02) 4988066/7/8/9/060 (5 linee R.A.)
Telex 316213 REINA I

Concessionario per USA e Canada:
International Media
Marketing 16704 Marquardt
Avenue P.O. Box 1217 Cerritos,
CA 90701 (213) 926-9552
DIREZIONE, REDAZIONE,
AMMINISTRAZIONE
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. (02) 61.72.671 - 61.72.641
SEDE LEGALE
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239 del 17.11.73
STAMPA
Nova Roto Srl - Opera (Milano)
DIFFUSIONE
Concessionario esclusivo
per l'Italia e l'Estero:
SODIP - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma
Spediz. in abbon. post. gruppo III/70
Prezzo della Rivista L. 2.500
Numero arretrato L. 3.500
Abbonamento annuo L. 24.000
Per l'estero L. 43.500
I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
mediante l'emissione di assegno
circolare cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 315275
Per i cambi d'indirizzo allegare
alla comunicazione l'importo di
L. 500, anche in francobolli, e indicare
insieme al nuovo anche il vecchio
indirizzo.

Mensile associato all'USPI
Unione Stampa
Periodica Italiana

Sommario

Gim: nuova EEPROM

Il Gruppo Microelettronica della General Instrument Corporation, pioniere nel campo della progettazione delle memorie non volatili, ha realizzato una nuova EEPROM da 700 bit, designata ER 1451. Le caratteristiche includono una organizzazione di 50 parole x 14 bit, una capacità di 10 anni di memoria, modificabilità della parola e un tempo di scrittura e cancellazione di 10 msec. Il nuovo dispositivo è perfettamente compatibile con la più nota ER 1400. Le applicazioni previste sono nel comando di dispositivi, temporizzatori di cicli preprogrammati e sincronizzatori TV e radio.

Fairchild: stop alla optoelettronica

Produrre cristalli liquidi ad un prezzo concorrenziale sembra proprio diventato impossibile per i costruttori europei ed americani. Ne sanno qualcosa i dirigenti della Optronics di Tradate, in grossa difficoltà da tempo, e gli amministratori della Siemens che durante lo scorso anno si sono disimpegnati. Anche la Fairchild ha deciso di cessare questa attività con la quale essa ha registrato nel 1982 vendite per un valore di circa 25 miliardi di lire a fronte però di perdite in continua lievitazione. Nella fabbrica di Santa Clara e in quella sudcoreana, dove lavorano complessivamente circa 250 persone, vengono costruiti diodi elettroluminescenti, display a cristalli liquidi e fototransistori. La società ha giustificato il disimpegno della optoelettronica come una attività non in linea con quelle strategie incentrate sui semiconduttori.

Nuovi acquirenti per la Grundig?

Secondo voci sarebbero in atto pressioni perché la Philips aumenti il possesso azionario, ora del 24,9% nella Grundig. Sarebbe lo stesso fondatore della società tedesca, Max Grundig, a sollecitare una operazione del genere, dopo che è andato in fumo l'accorpamento alla Philips.

Installati in Italia i primi centri Videotex AGI/Aregon

Sulla scia della sperimentazione del sistema videotex pubblico, il Videotel gestito dalla Sip, sono stati installati in Italia i primi centri videotex privati che hanno la possibilità di connettersi al sistema pubblico Videotel. Il primo di questi sistemi è attivo già dai primi mesi del 1982 alla Agenzia Giornalistica Italia, che ha operato una connessione "gateway" con il Videotel. Attualmente tutti gli utenti Videotel hanno la possibilità di consultare i servizi informativi che l'AGI mette a disposizione e che ammontano a circa 2000 pagine, ogni giorno diverse e sempre aggiornate. Ciò è stato reso possibile da un'originale soluzione di automatizzazione dell'input, direttamente effettuato da telescrivente e realizzato mediante un package software AGI. Gli altri due sistemi Videotex sono stati installati, ed operano con successo, alla Olivetti e alla Cerved (l'organismo di informatica delle Camere di Commercio). Anche l'Italia quindi comincia ad allinearsi alle esperienze europee più avanzate, caratterizzate da un alto numero di centri videotex, quelle cioè che gravitano attorno al Prestel inglese e al Bildschirmtext tedesco. I sistemi AGI, Olivetti e Cerved utilizzano il software videotex sviluppato dalla Aregon International Limited e distribuito in esclusiva per l'Italia dall'AGI, sulla base di un accordo stipulato nel 1981. L'Aregon è una società leader nel settore videotex, già capo commessa per la realizzazione del Prestel, sistema pubblico inglese e vanta più di 50 installazioni in tutto il mondo.

VTR: la Hitachi anticipa la produzione in Europa

La Hitachi ha deciso di anticipare i tempi di entrata in attività del nuovo impianto di videoregistratori a cassette localizzato a Landsberg, in Germania. La data di attivazione è fissata per ottobre: la produzione mensile sarà inizialmente di 5000 unità. Una capacità industriale per i VTR in Europa è anche nei programmi di Sanyo e Mitsubishi, che ne progettano l'avvio in autunno, mentre Sony e Matsushita stanno già producendo. Tanta frenesia è da collegare oltre che alla evoluzione favorevole del mercato alle limitazioni imposte dalla CEE alla introduzione di videoregistratori dal Giappone, non più di 4,55 milioni nell'esercizio fiscale 1983, che terminerà il 31 marzo 1984.

Il Compact disc

Dodici centimetri di diametro, un'ora di musica senza fruscii, inattaccabile a graffi, macchie e altri inconvenienti che hanno reso finora delicato il disco tradizionale: è il compact disc di cui si parla in tutto il mondo da qualche anno e che in Italia è in vendita dal primo maggio. Il prodotto in commercio è della Philips, che detiene il brevetto internazionale, riconosciuto standard mondiale da tutte le case di produzione. Questi dischi, che per ora costano attorno alle 20 mila lire, consentono un risparmio di tempo e quindi di costi, specie per quel che riguarda la musica classica: un'opera lirica, per esempio, potrà entrare in soli due dischi invece di tre. Il compact disc, inciso su una sola facciata con tecnica digitale, è letto da una puntina immateriale, cioè dal fascio di luce di un raggio laser, eliminando tutti gli inconvenienti di usura e di delicatezza legate al braccetto.
Il lettore Philips costa, a seconda del tipo, in media un milione e mezzo e permetterà la programmazione computerizzata dell'ascolto, con una selezione a piacere dei brani e del loro ordine. Per la fine dell'anno la Polygram prevede un catalogo di 500 titoli, mentre assicura che le novità verranno, d'ora in avanti, edite sia col nuovo e sia col vecchio metodo. Il futuro del compact disc è l'unificazione di tutti i sistemi di ascolto, con 'abolizione sia dei vecchi dischi, sia delle cassette, arrivando con questo, almeno così sperano le industrie interessate, a porre un freno anche alle riproduzioni pirata.

Videogames: un business tutto americano

Neanche i giapponesi sono ancora riusciti a inserirsi sul mercato dei prodotti videogames, figurarsi gli europei. Conclusione: gli americani non sembrano avere rivali né in patria né al di fuori degli Stati Uniti. Oltre Atlantico si stima che 15 famiglie su 100 possiedano un lettore di videogame contro un tasso del 3-4% per i mercati esteri. Tutto il prodotto software viene realizzato da società statunitensi che svolgono anche uno stretto controllo sulla produzione di hardware. In Europa l'unico costruttore di lettori è la Philips mentre ancora poco avvertita è la concorrenza dell'industria nipponica. La vendita di cartucce si dimostra un affare più redditizio della vendita di lettori. Una società californiana di Los Gates, la Imagic, in poco più di un anno ha costruito una rete di distributori indipendenti in oltre 40 Paesi riuscendo a collocare milioni di cartucce.

Autoradio e gli altri apparecchi consumer

Durante il 1982 il consumo di autoradio negli Stati Uniti è stato di 724 milioni di dollari (poco più di 1.000 miliardi di lire), valore superiore a quello dei sistemi hi-fi finiti (circa 810 miliardi di lire) e pari a circa il 14% del mercato degli apparecchi televisivi (circa 7.560 miliardi di lire).

La Cina si dà al TV color

Secondo l'agezia Nuova Cina la Repubblica Popolare di Cina si appresta a produrre nel 1985 circa 700.000 televisori a colori, dando così effettivo contenuto alla introduzione del colore nel Paese. La stessa fonte informa che durante il 1982 la Cina ha prodotto 5,6 milioni di televisori bianco/nero "oggi su livelli di qualità compatibili a quelli dell'industria occidentale".

La TV del 2000

Alla CBS, il grande network televisivo degli Stati Uniti, non hanno alcun dubbio: dalla seconda metà degli anni Ottanta in poi nascerà una nuova televisione, l'HDTV (High Definition Television, cioè TV ad alta definizione). Quattro elementi concorrono a farne la nuova TV: 1) nasce per essere vista sul grande schermo, minimo un metro e 20 cm. di larghezza; perciò le linee di scansione dell'immagine sono circa il doppio dello standard attuale; 2) è più larga della TV di oggi; 3) l'immagine è molto più definita di quella di oggi: non ha quasi difetti; 4) il suono è anch'esso più definito e coinvolgente, grazie all'uso della stereofonia. Il risultato è semplice: davanti alla HDTV lo spettatore si sente parte di una realtà non disturbata, è avvolto e coinvolto nell'immagine, vive la piacevole sensazione di "esserci" in ciò che gli viene rappresentato. Alla CBS, che si è spinta nella sperimentazione della HDTV dopo gli ottimi risultati ottenuti dai giapponesi della TV di Stato, che ne sono i veri inventori e perfezionatori, pensando che questo nuovo mezzo televisivo riuscirà a imporsi e trovare subito un mercato, in primo luogo parallelo a quello della TV tradizionale.

Un ordine di 600 milioni di dollari alla G.I.

La General Instrument fornirà, nei prossimi tre anni, alla United Satellite Corporation, apparecchiature per trasmissioni televisive via satellite per un valore di 600 milioni di dollari. Le consegne inizieranno nella prossima estate. A chi aderirà al servizio proposto dalla United Satellite Communications Inc. sarà fornito un pacchetto di prodotti che include un'antenna parabolica di circa un metro, un amplificatore a basso rumore e convertitore unidirezionale, un ricevitore ed un decodificatore programmato (simile a quelli generalmente adottati per la ricezione della televisione via cavo), cavo coassiale e relativi componenti. La United Satellite Communications Inc. è il successore della United Satellite Television (USTV), che ha annuciato lo scorso agosto alcuni progetti per il servizio della prima televisione del mondo a sistema diretto "dal satellite a casa". La società progetta di trasmettere cinque canali tra cui uno con notizie su richiesta a pagamento per abitazioni, hotels, ospedali, sistemi di TV via cavo, sistemi di distribuzione multipla (MDS), stazioni TV a bassa potenza (LPTV) e stazioni ad antenna satellite (SMATV).

TI 99/4A: 50 milioni di dollari di "danni presunti"

La sospensione dell'attività produttiva e l'invio a circa 500 mila utenti dell'home computer 99/4A di un adattatore capace di ovviare ai difetti del trasformatore venduto insieme all'apparecchio sarebbero costati alla Texas Instruments circa 50 milioni di dollari. La stima è prudenziale. Il TI 99/4A è uno dei calcolatori domestici di maggiore successo ed anche se nessun utilizzatore si era lamentato del trasformatore costruito da una società messicana, la Texas Instruments ha ritenuto di prevenire possibili malfunzionamenti dell'apparecchio con l'invio a tutti gli acquirenti di un adattatore-riparatore.

DIMENSIONAMENTO DELLE RETI R.F. CON LA CARTA DI SMITH

di G. Martinetti

La progettazione di un circuito a radiofrequenza si riconduce soprattutto al dimensionamento di reti di adattamento a costanti in tutto o solo in parte distribuite. Perciò risulta fondamentale l'impiego della carta di Smith che permette di giungere in modo efficace al risultato senza dover affrontare calcoli altrimenti molto complessi.

Il problema dell'adattamento di impedenza

L'impedenza caratteristica Z_o dei cavi normalmente utilizzati si può considerare puramente resistiva R_o essendo le perdite dei cavi molto basse (Rif. 1).

Il valore di R_o per i cavi coassiali impiegati fino in gamma UHF è di 75 Ω, poichè questo valore corrisponde all'impedenza di radiazione di un'antenna a dipolo normale. Se invece il dipolo è del tipo ripiegato (folded dipole) o a semidipolo (ground plane antenna) l'impedenza di radiazione diventa rispettivamente 4x75 = 300 Ω e 75/2 = 37,5 Ω.

A frequenze maggiori, cioè nel campo delle microonde, vengono impiegati cavi coassiali caricati in teflon con una $R_o \simeq 52$ Ω poichè in tali condizioni si realizza il minimo valore di perdita del cavo.

Il problema dell'adattamento consiste nel trasformare attraverso un opportuno quadripolo (*figura 1*) un'impedenza di carico Z_u diversa dalla R_o della linea, nella R_o stessa. In generale per un generatore avente una impedenza interna Zg = Rg + jXg chiuso su un carico Zu = Ru + jXu, la condizione di adattamento si ha quando le due impedenze sono complesse coniugate, cioè

$$Zg = Zu^*$$

che corrisponde alle due condizioni per le parti resistive e reattive:

$$Rg = Ru \qquad Xg = -Xu$$

In tal modo si ottengono due vantaggi:

a) il generatore, che ha sempre un'impedenza interna uguale alla R_o del cavo, eroga la sua massima potenza $E^2/4R_o$. Inoltre tale potenza viene a sua volta completamente trasferita al carico poichè il quadripolo di adattamento è puramente reattivo.

b) Si evita la formazione sulla linea di onde stazionarie, che rimangono limitate al solo quadripolo di adattamento. Infatti la formazione di onde stazionarie comporta la presenza di onde riflesse con conseguente distorsione del segnale e presenza di perdite per irraggiamento della linea.

Trasformatore d'impedenza con linea a "quarto d'onda"

Per una linea senza perdite con impedenza caratteristica R'_o l'impedenza d'ingresso risulta

$$Zi(x) = R'o \frac{Ru + jR'o\ tg\ 2\pi x/\lambda}{R'o + j\ Ru\ tg\ 2\pi x/\lambda}$$

per $x = \lambda/4$ si ha due $2\pi x/\lambda = \pi/2$, perciò risulta

$$Ri = \frac{(R'o)^2}{Ru}$$

Ciò significa che il quadripolo di adattamento che permette di transitare dalla Ru data al nuovo valore Ri è

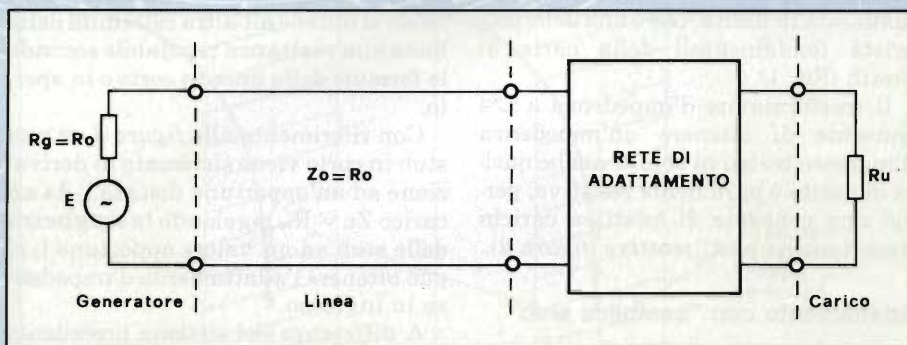



Fig. 1 - La rete di adattamento interposta fra il cavo e il carico consente di ottenere il massimo trasferimento di potenza dal generatore al carico ed evita la formazione sulla linea di onde stazionarie.

costituito da un tratto di linea lungo λ/4 alla frequenza di lavoro e di impedenza caratteristica data dalla media geometrica fra Ru e Ri, cioè

$$R'o = \sqrt{Ri \cdot Ru}$$

Si può scrivere anche

$$Ri/R'o = R'o/Ru$$

cioè la resistenza normalizzata d'in-

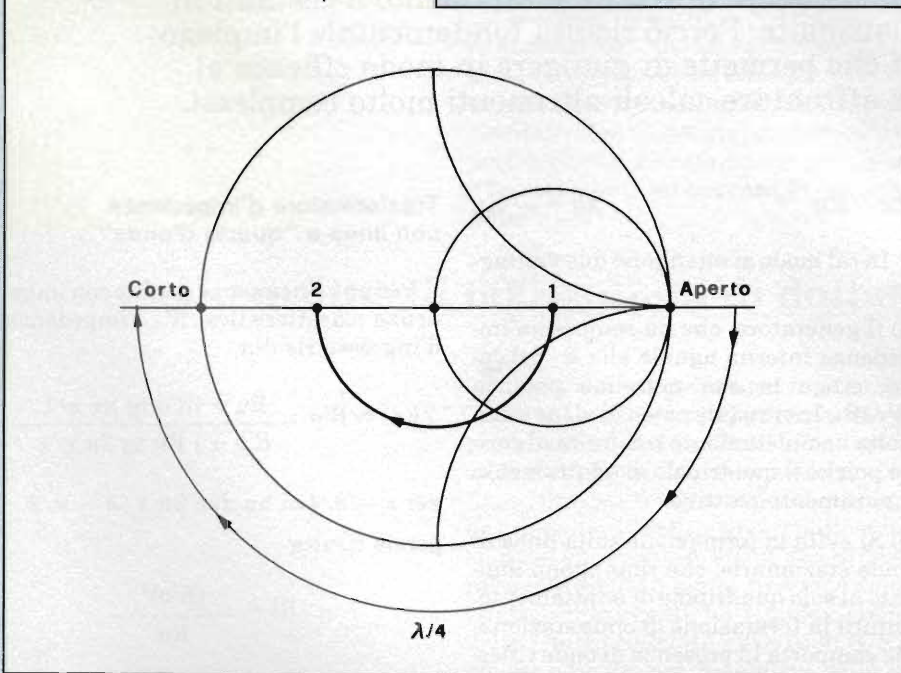
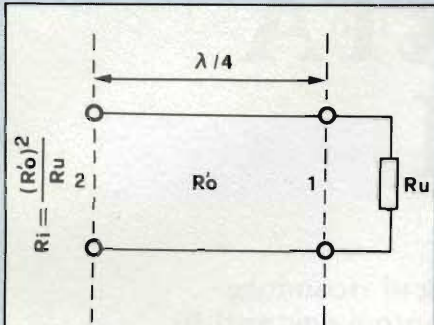



Fig. 2 - Il trasformatore d'impedenza costituito da una linea lungo λ/4 permette di ottenere un'impedenza d'ingresso resistiva Ri solo se anche quella di carico è puramente resistiva.

Fig. 3 - Rete di adattamento con semplice stub. Regolando le lunghezze l_1 ed l_2 delle linee principale e ausiliaria è possibile adattare l'impedenza di carico Z_u non puramente resistiva alla resistenza caratteristica R_o del cavo.

gresso è uguale all'ammettenza normalizzata in uscita, che è una delle proprietà fondamentali della carta di Smith (Rif. 1).

Il trasformatore d'impedenza a λ/4 consente di ottenere un'impedenza d'ingresso resistiva solo se anche quella di uscita è puramente resistiva, perciò non consente di adattare carichi aventi anche parti reattive (*figura 2*).

Adattamento con "semplice stub"

Col nome di "stub" si intende una linea che abbia alla sua estremità un certo circuito mobile, oppure che sia in aperto, e di lunghezza variabile. In tal modo si ottiene all'altra estremità della linea una reattanza regolabile secondo le formule delle linee in corto o in aperto.

Con riferimento alla *figura 3*, se uno stub in corto viene sistemato in derivazione ad un'opportuna distaza l_1 da un carico $Zu \neq R_o$, regolando la lunghezza delle stub ad un valore opportuno l_2 si può ottenere l'adattamento d'impedenza in ingresso.

A differenza del sistema precedente con la linea in quarto d'onda, in questo sistema di adattamento non è necessario che Zu sia una pura resistenza.

In pratica l_1 va regolato in modo che la conduttanza d'ingresso $Gi = 1/R_o$; mentre il tratto l_2 deve essere tale che la suscettanza B_2 presentata allo stub sia $B_2 = - B_1$ e perciò compensi la reattanza nella stazione di ingresso.

Tale procedimento, molto complesso dal punto di vista analitico, risulta semplice e rapido con la carta di Smith come risulta dal seguente esempio:

Problema

Sia data un'ammettenza di carico normalizzata $1/Zu = 4{,}25 + j1{,}75$. Si abbia un generatore di resistenza $Rg = 100\ \Omega$ uguale alla resistenza caratteristica R_o del cavo coassiale.

Calcolare la rete di adattamento con semplice stub.

Risoluzione

- Si entra nella carta di Smith letta nel campo delle ammettenze fissando il punto 1 corrispondente al carico assegnato (*figura 4*).
- Si ruota verso il generatore sul cerchio a Γ = cost passante per il punto 1 fino a intersecare il cerchio con g = 1 (cioè corrispondente alla conduttanza caratteristica $1/R_o$ della linea) nel punto 2. La differenza fra le due letture x/λ fatte in periferia corrisponde alla distanza dal carico alla quale dobbiamo disporre lo stub. Si ha

$$l_1 = (0{,}316 - 0{,}236)\ \lambda = 0{,}084\ \lambda$$

Nel punto 2 l'ammettenza vista ha parte reale corrispondente a $1/R_o = 1/100$ e parte immaginaria di valore $b_2 = -2{,}4$.

Fig. 4 - Dimensionamento della rete di adattamento con semplice stub eseguito sulla carta di Smith.

— Si compensa il valore di suscettanza b_2 per mezzo dello stub che dovrà presentare una suscettanza uguale e di segno opposto.

Per calcolare la lunghezza dello stub basta partire dal punto di cortocircuito e ruotare verso il generatore fino a raggiungere il punto 3 corrispondente a una ammettenza di ingresso dello stub di 0+j2,4.

Si ha allora $l_2 = \lambda/4 + 0,169\lambda = 0,419\lambda$

Lo svantaggio del sistema di adattamento con semplice stub è che mentre è comoda la regolazione della lunghezza l_2 dello stub, risulta scomodo regolare la distanza l_1 fra lo stub e il carico. Per questo motivo il sistema di adattamento più usato è quello che segue.

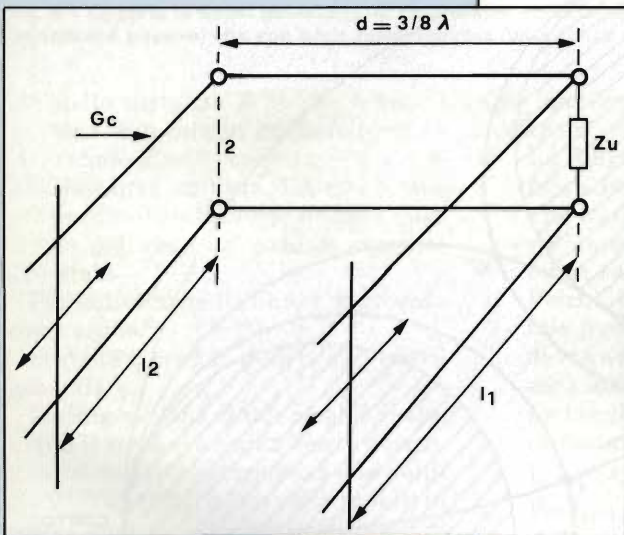



Fig. 5 - Struttura della rete di adattamento con doppio stub. Le lunghezze dei due stub vengono regolate, mentre la distanza d fra gli stessi rimane fissa.

Fig.6 - Il valore della reattanza presentata da uno stub in corto circuito varia con la sua lunghezza secondo l'andamento x = R_0 tg βx
Sono da evitare le lunghezze x prossime a multipli dispari di λ/4, poichè la reattanza, molto variabile con la lunghezza e perciò anche con la frequenza, determina bande passanti molto strette.

Adattamento con doppio stub

Si dispongono (*figura 5*) due stub uno immediatamente in parallelo al carico Zu, l'altro a distanza fissa d. Sulla scelta di d influiscono due fattori. Il primo è in relazione col fatto che da questa scelta dipende l'ampiezza della zona dei carichi che si possono adattare.

Il secondo fattore è in relazione col fatto che la scelta di d deve essere fatta in maniera da avere un sistema di adattamento non molto critico.

Un adattamento si dice critico quando gli stub assumono posizioni vicine alla risonanza per cui a piccoli spostamenti della lunghezza dello stub

corrispondono grandi variazioni dell'impedenza d'ingresso.

Un altro svantaggio che si ha quando si è vicini alla risonanza degli stub è che si ottiene un adattamento a banda stretta (*figura 6*). Generalmente un valore d = 3/8 λ consente di ottenere il migliore compromesso fra le diverse esigenze.

Il concetto informatore di questo adattamento è analogo a quello precedente. Lo stub vicino al carico deve variare la suscettanza del complesso stub-carico in modo tale che con la linea fissa si legga nella sezione 2 una conduttanza G_c. Il secondo stub compie una funzione analoga a quella del caso precedente e cioè compensa la parte reattiva residua.

La risoluzione analitica sarebbe al solito assai complessa mentre l'uso della carta di Smith rende il problema alquanto semplice.

Problema

Si voglia adattare un carico Yu = 0,016+j0,004 con un sistema a doppio stub avendo a disposizione una linea e un generatore uguali a quella del problema precedente.
La distanza d tra i due stub sia di 3/8λ.
Il valore normalizzato del carico sia y2 = 1,6 + j0,4.

Soluzione

1) Si entra nella carta di Smith letta nel campo delle ammettenze fissando il punto corrispondente al carico assegnato (punto 1 di *figura 7*).
2) L'aggiunta del primo stub in parallelo al carico y2 non potrà fare altro che fare muovere il punto 1 sulla circonferenza a g_u = 1,6 in quanto lo stub potrà alterare la sola parte reattiva del carico. Vi sarà un opportuno punto 1' individuato con questa operazione che, ruotato

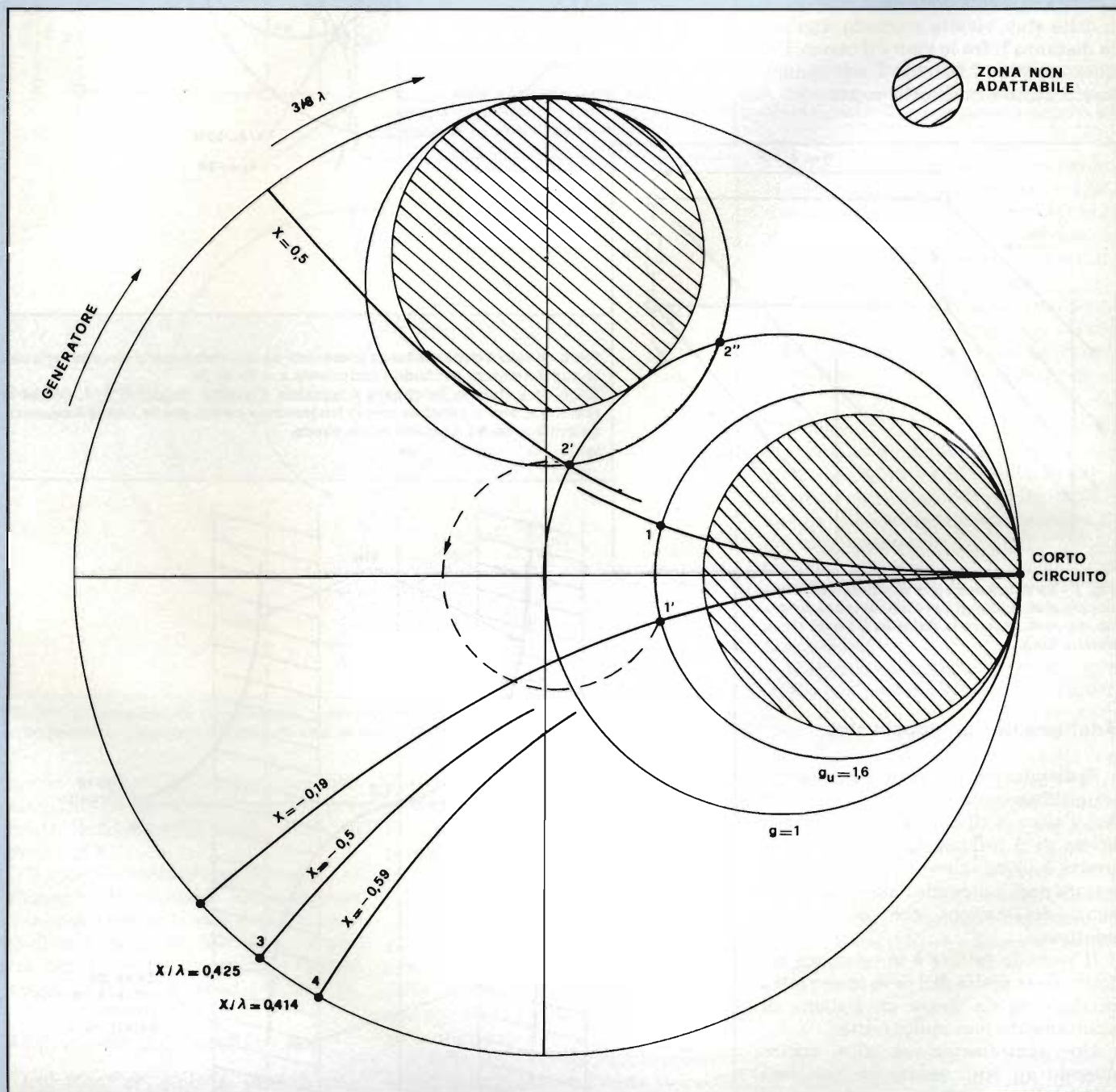



Fig. 7 - L'adattamento a doppio stub visto sulla carta di Smith.

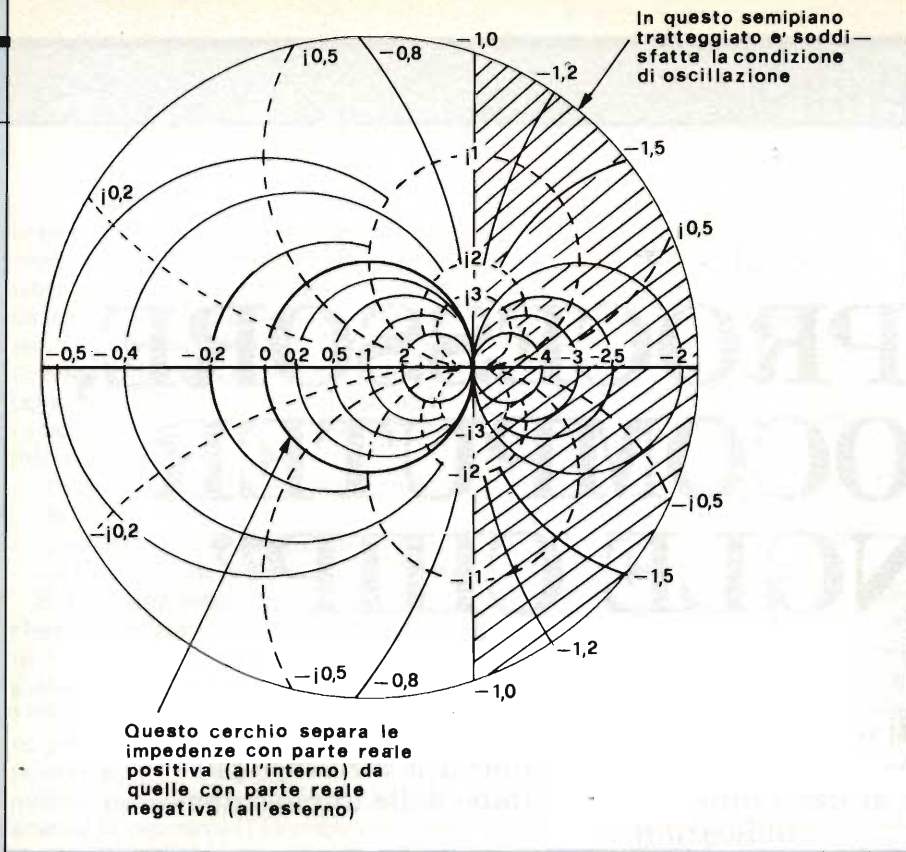



Fig. 8 - La carta di Smith generalizzata rappresenta sia le impedenze con parte reale positiva (impedenze passive) che con parte reale negativa (impedenze attive).

della distanza 3/8λ che separa i due stub sarà in grado di portarci (punto 2') sul cerchio g = 1 a conduttanza unitaria. Da questo momento il problema si riduce a quello già visto nel caso di semplice stub.

Per individuare il punto 1' si procede come segue.

Si ruota il cerchio g_u di 3/8 λ verso il generatore.

La intersezione di tale cerchio ruotato con il cerchio a conduttanza normalizzata unitaria determina i due punti 2' e 2". Tali punti a loro volta ruotati in senso opposto, ossia verso il carico, di 3/8 λ determinano sul nostro cerchio g_u due punti, 1' e 1" che rappresentano due soluzioni possibili per il nostro problema. La soluzione 1' corrisponde alla ammettenza letta sulla scala 1,6 — j0,5 e ci limiteremo a prendere in esame questa soluzione.

3) La lunghezza del secondo stub si trova imponendo che esso abbia una suscettanza uguale e contraria a quella del valore di ammettenza rappresentato dal punto 2'. Poichè il cerchio b passante per tale punto ha il valore 0,5 lo stub dovrà avere $b_s = -0,5$ ossia lo stub sarà individuato dal punto 3.
La lunghezza del secondo stub sarà pertanto
$l_2 = (0,425 - 0,25)\lambda = 0,175\lambda$

4) Per trovare la lunghezza del primo stub si noti che il punto 1' avrà una ammettenza pari a
$y'_1 = y_2 + y_{l1} = 1,6 - j0,19$
dove y_2 è l'ammettenza di carico e y_{l1} è l'ammettenza che dobbiamo introdurre con l'ausilio dello stub 1.

Dalla relazione precedente si ottiene:
$y_{l1} = y'_1 - y_2 =$
$= (1,6\text{-}j0,19) - (1,6+j0,4) = -j0,59$

Il primo stub è pertanto individuato dal punto 4 ed ha una lunghezza
$l_1 = (0,414 - 0,25\lambda) = 0,164\lambda$

È facile vedere dal diagramma che scelto d = 3λ/8 l'adattamento con doppio stub non è in grado di adattare tutti i possibili tipi di carico. Il cerchio di conduttanza limite superiore per il carico è ovviamente quello che ruotato di 3/8λ risulta tangente a g = 1 cerchio di induttanza unitaria poichè i cerchi di diametro minore (g2 maggiore) ruotati di 3/8λ non intersecano il cerchio g = 1. Tale cerchio sarà circa 2,2 (con facile costruzione nella carta si può vedere il valore esatto).

Carta di Smith generalizzata per le impedenze attive

La carta di Smith finora considerata riguarda le impedenze o le ammettenze passive cioè con parte reale (resistenza o conduttanza) positiva. Più in generale è possibile rappresentare impedenze con parte reale sia positiva che negativa sulla carta di Smith generalizzata di *figura 8*. Il cerchio con r = 0 divide la zona interna, relativa a impedenze passive, da quella esterna relativa a impedenze attive.

Il cerchio con r= − 1 è degenerato in una retta verticale che passa per il punto di aperto.

Mentre una resistenza positiva assorbe e dissipa potenza attiva (ed è dunque il caso delle normali resistenze), una resistenza negativa eroga potenza attiva.

Questo è il caso dell'impedenza di un circuito oscillatore visto dai morsetti A e B (*figura 9*).

L'oscillazione si innesca se la potenza attiva erogata dall'oscillatore è maggiore o uguale alla potenza attiva assorbita dal carico. Inoltre l'oscillazione avviene alla frequenza per la quale le parti reattive si compensano.

Ciò corrisponde in *figura 9* alle condizioni:

- *Rosc ⩾ Ru (condizione di innesco)*
Xosc = - Xc (condizione di risonanza)

Questa condizione, simile alla condizione di adattamento per le impedenze passive, nel caso delle impedenze attive costituisce *la condizione di oscillazione* di un circuito.

Se Ru è la resistenza di riferimento, sulla carta di Smith la condizione di oscillazione è soddisfatta nel semipiano destro dove si ha R/Ru ⩽ − 1 (figura 8). ■

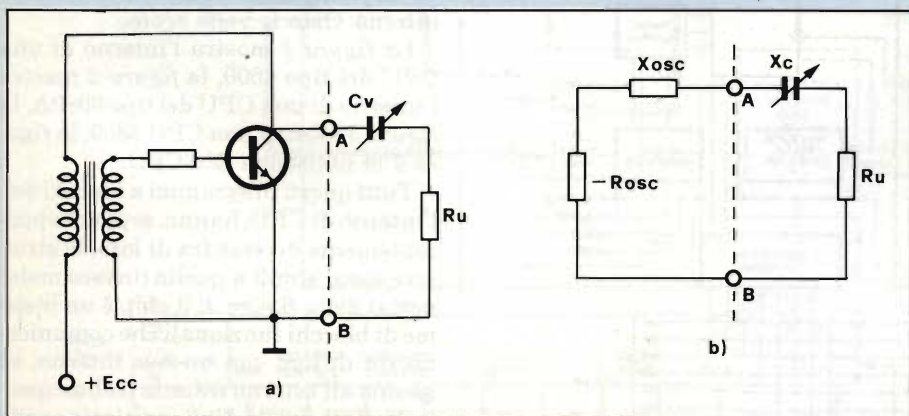



Fig. 9 - Un circuito oscillatore visto come un bipolo a resistenza negativa. La conduzione di oscillazione si ha se la resistenza negativa è maggiore in modulo della resistenza positiva e se le parti reattive risuonano a) circuito oscillatore con capacità di sintonia Cv; b) circuito equivalente. Variando Xc si cambia la frequenza di oscillazione.

MICROPROCESSORE, MICROCOMPUTER E SINGLE CHIP"

a cura dell'ing. Paolo Bozzola

Illustriamo i concetti di "microprocessore" e "microcomputer" in rapporto ai chip "singoli", evidenziando per questi le strutture più diffuse ed accennando ai tipici impieghi nel campo delle applicazioni industriali.

Riassumendo in breve il discorso fatto fino a questo punto, con gli articoli di "Le Basi", potremmo affermare di conoscere a sufficienza sia l'architettura interna che il modo con cui può funzionare una generica CPU. E' però vero che (si veda a tale proposito quanto detto nelle prime puntate) una macchina basata su un microprocessore ben difficilmente può funzionare se il microprocessore non è - si dice - "supportato" da circuiti esterni, ed infatti discutemmo a suo tempo di *memorie* (RAM, ROM etc.), di circuiti di *interfaccia* ("I/o") etc.

Fig. 1 - Architettura interna della CPU della famiglia 6500.

Ora, dunque, vorrei che sia ancora più chiaro questo discorso, per cui mi accingo a rivederlo a fondo, stilando un breviario di chiara interpretazione.

Si vedrà dunque come evolve la struttura di un microprocessore per giungere al cosiddetto "tutto in uno" ovvero "single chip".

Infine, accennerò anche al metodo di sviluppo del software che deve governare il microsistema: argomento che sarà poi discusso approfonditamente nel prossimo articolo della serie.

Il microprocessore

Per definizione, con tale nome si intende un integrato che racchiude un "chip" avente l'esclusiva funzione di CPU, secondo i dettami e l'architettura interna vista le volte scorse.

La *figura 1* mostra l'interno di una CPU del tipo 6500, la *figura 2* mostra l'interno di una CPU del tipo 8080A, la *figura 3* mostra una CPU 6809, la *figura 4* la notissima Z80-CPU.

Tutti questi diagrammi a blocchi dell'interno di CPU, hanno, seppure apparentemente diverse fra di loro, le strutture assai simili a quella (invero molto netta) della *figura 4*: il chip è un insieme di blocchi funzionali che comunicano fra di loro con un bus interno, ed escono all'esterno tramite tre bus: quello dei *dati*, quello degli *indirizzi* e quello dei segnali di *controllo*.

La funzione dei vari blocchi interni, visti i discorsi dei passati articoli, deve

essere nota: per cui il lettore potrà dedicare un poco di attenzione ad un utile ispezione delle suddette figure, di modo da ritrovare - per ciascuna - i singoli pezzi a suo tempo descritti. Tale lavoro di riconoscimento, avrà come frutto la consapevolezza di una struttura identica per tutte le CPU, con le sole seguenti differenze:

- entità dei segnali del bus di controllo;
- presenza di un numero più o meno abbondante di registri interni.

E' evidente, infine, che l'unico pezzo che perzonalizza la CPU è il *decodificatore di istruzioni*: da come è stato progettato, deriva il fatto che un codice di 11001010 significhi una certa istruzione per lo Z80 ed un'altra completamente diversa ad esempio per il 6809. Da questa panoramica, dunque, risalta ancora di più come il Decoder di Istruzioni sia il vero motore interno della CPU, e l'unico pezzo del mosaico che abbia la funzione di governo degli altri componenti interni.

Tant'è che, nello Z80, tale parte è stata progettata per essere una versione assai migliorata del decoder dell'8080 (*figura 2*), da cui deriva il fatto universalmente noto che lo Z80 è considerato il sucessore dell'8080 (non per niente lo Z80 è stato progettato da ingegneri usciti dalla Intel, dove prima avevano partecipato al progetto dell'8080!)

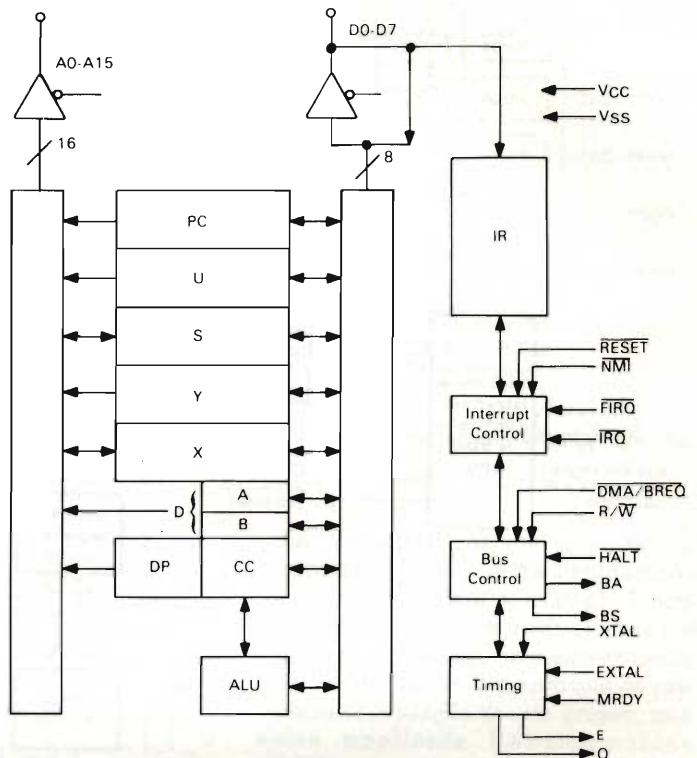



Fig. 3 - Architettura interna della CPU 6809.

Il microcomputer

Ma soffermiamoci ancora un attimo sulle precedenti figure. Noterete che - registri interni a parte - la CPU non possiede internamente alcun mezzo ove riporre i codici che determinano le istruzioni (ed i relativi dati). Tutto ciò deve obbligatoriamente arrivare dall'esterno, e precisamente da una *memoria* che contiene il programma che a sua volta farà funzionare la CPU.

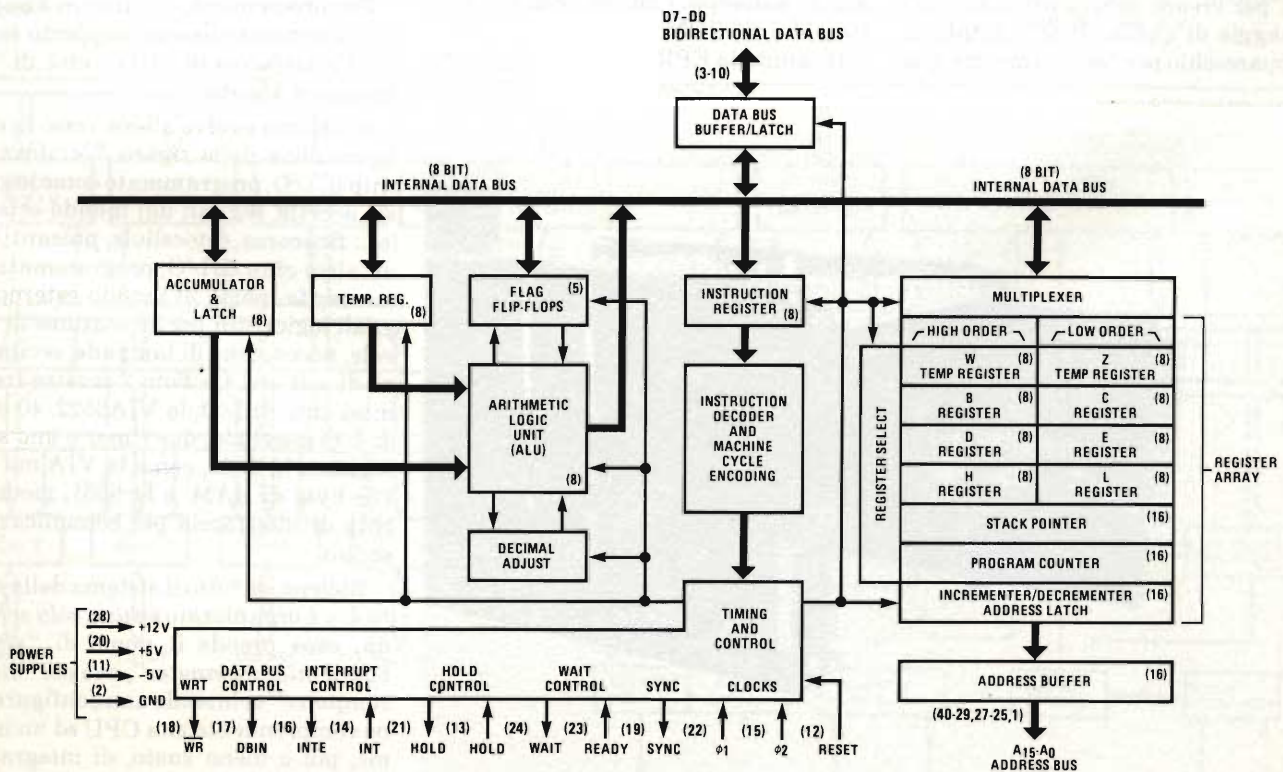



Fig. 2 - Architettura interna della CPU 8080A.

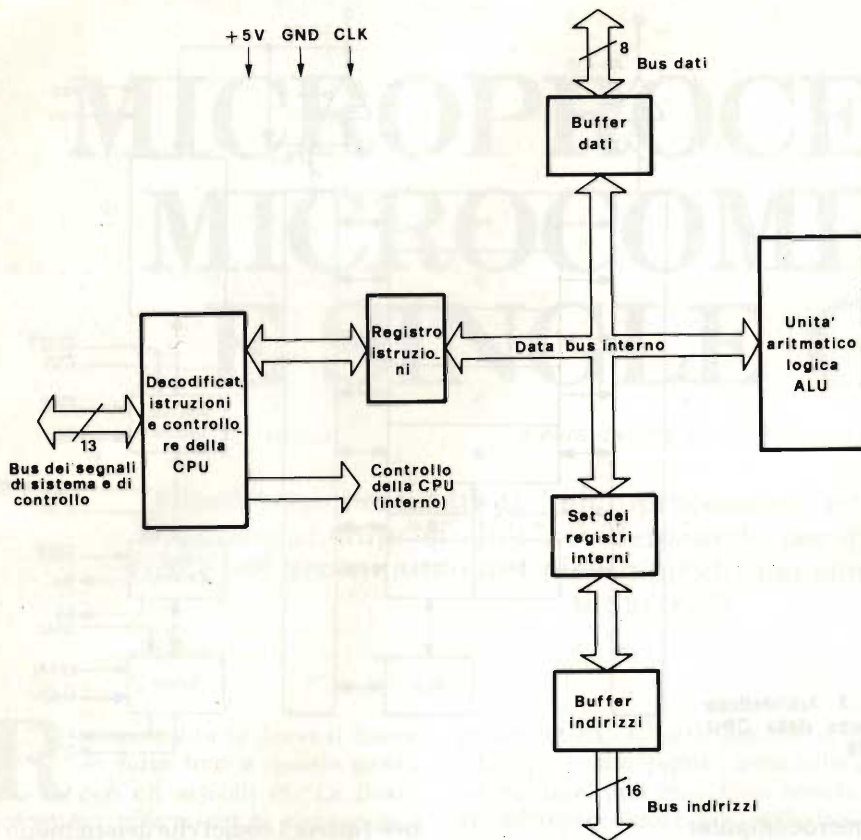



Fig. 4 - Architettura interna della CPU Z80A.

Tale programma sarà stato chiaramente sviluppato dall'operatore su un'altra macchina appositamente studiata per creare programmi con quel linguaggio di quella CPU, e dotata di un apparecchio per "programmare una memoria", ovvero per trasferire il programma sviluppato, dalla memoria della macchina (che si chiama "sistema di sviluppo") ad un chip del tipo PROM o EPROM.

Ottenuta la EPROM, ad esempio, ora l'operatore può fisicamente collegarla alla sua CPU, e questa, non appena verrà applicata l'alimentazione, potrà andare a cercarsi nella suddetta EPROM il programma da svolgere, istruzione dopo istruzione.

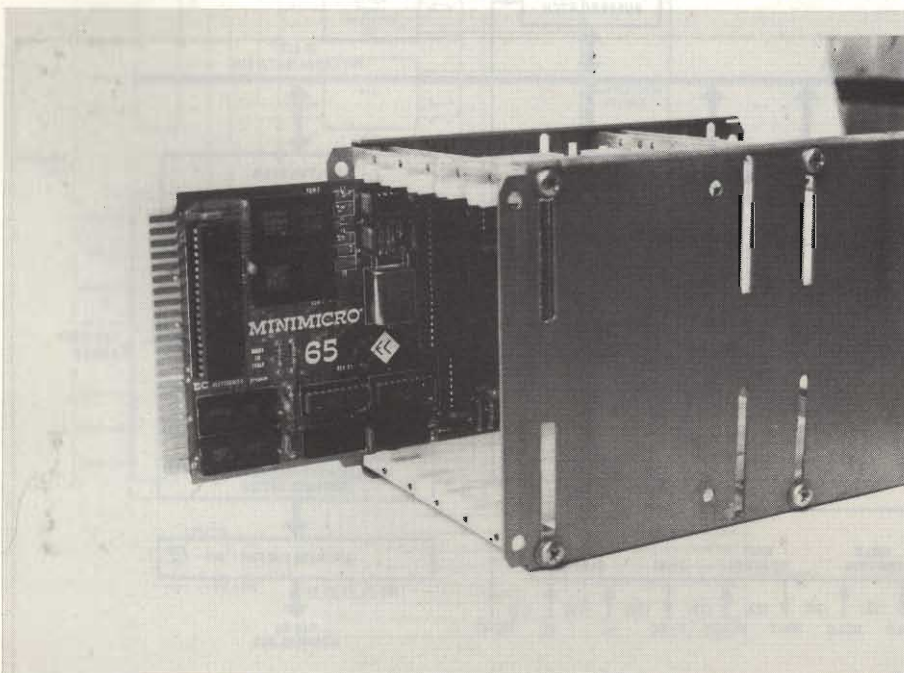
Siamo nella situazione della *figura 5/a*, dove appunto un microprocessore è stato collegato ad un chip esterno di supporto, qual'è una ROM (ricordo che tale chip deve essere una memoria *indelebile* per evitare che, togliendo l'alimentazione, il programma internamente contenuto si dissolva).

Ma l'impostazione della *figura 5/a* non è di alcuna uilità pratica: se appena un dato deve essere elaborato e anche per un solo ciclo riposto da qualche parte, la configurazione così implementata ce lo impedisce, poichè l'unica possibilità che ha la CPU per memorizzare una serie di dati è quella di usare una memoria RAM (lettura e scrittura), e noi non abbiamo tale tipo di memoria nel nostro sistema.

Questo deve dunque evolvere alla configurazione della *figura 5/b*. Adesso la CPU può - secondo i dettami del programma contenuto nella RAM. Siamo sulla buona strada, però è evidente che, così, non possiamo ancora svolgere quella che è in definitiva la funzione maestra di un microprocessore: ovvero supervisionare l'azionamento di apparecchiature, controllandole secondo i dettami del programma nella ROM.

Per ottenere ciò, c'è ancora bisogno di un importantissimo supporto esterno: l'interfaccia di "I/O", cioè di "Ingresso ed Uscita".

Il sistema evolve allora verso la configurazione della *figura 5/c*, dove un chip di I/O, programmato come ingresso, accetta segnali dal mondo esterno (es.: finecorsa, fotocellule, pulsanti), ed un altro chip di I/O, programmato come uscita, porta al mondo esterno segnali logici utili per attivazione di valvole, accensione di lampade, eccitazione di relè etc. La Foto 2 mostra tre famosi chip di I/O: la VIA6522, 40 linee di I/O parallelo, due timer e uno shift register; la 6532, come la VIA ma con 128 byte di RAM; e la 6551, moderno chip di interfaccia per comunicazioni seriali.

Ebbene, se tutto il sistema della *figura 5/c* è organizzato su *una sola schedina*, esso prende il nome di *"single-board microcomputer"*, ove per *"microcomputer"* si intende una configurazione comprendente una CPU ed un insieme, più o meno vasto, di integrati di supporto (RAM, ROM, I/O ed anche Timer).

La scheda Single-Board-Computer "Minimicro 65".

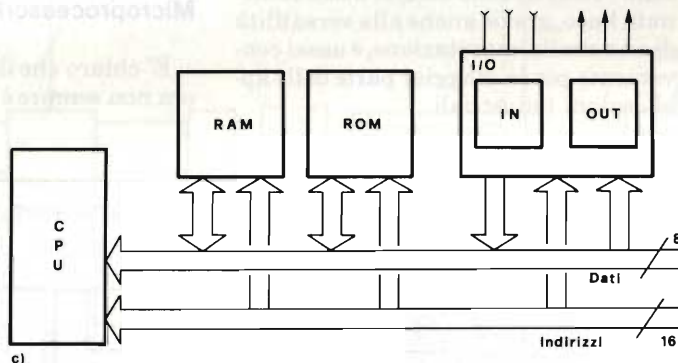
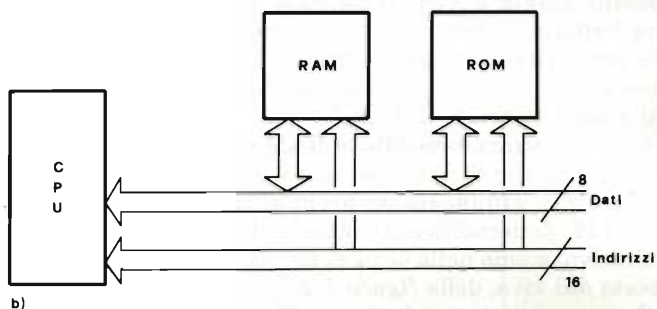
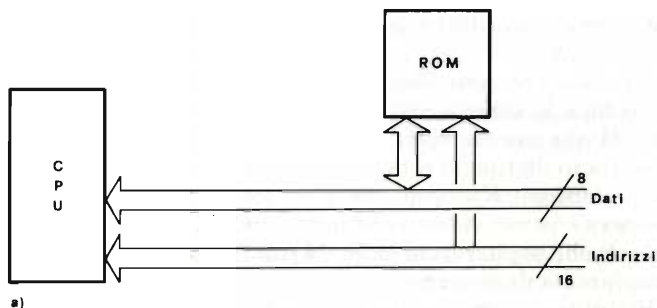



Fig. 5 - Crescita di un microsistema, aggiungendo alla sola CPU i vari chip di supporto (a = la sola ROM; b = ROM e RAM; c = ROM, RAM ed I/O).

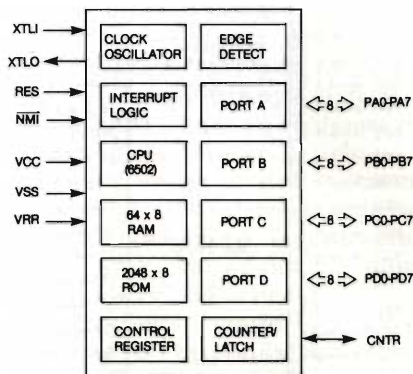



Fig. 6 - Dispositivi incorporati nel single chip 6500/1.

La "personalizzazione" di un microcomputer o "SBC", come lo chiameremo d'ora in poi (sta per: Single Board Computer), risiede esclusivamente nel software immesso preventivamente nella ROM: se per esempio questo prevedeva il controllo di una pressa, una volta applicata l'alimentazione all'SBC e datogli il "reset", la CPU inizierà a svolgere tale programma e per il resto della sua vita il nostro SBC funzionerà esclusivmente come controllore della pressa. Ma il giorno che un tecnico gli sostituirà la ROM con un'altra contenente, ad esempio, un programma per controllare una macchina da lavanderia, da quel momento il nostro SBC funzionerà da controllore per la lavanderia. E così via.

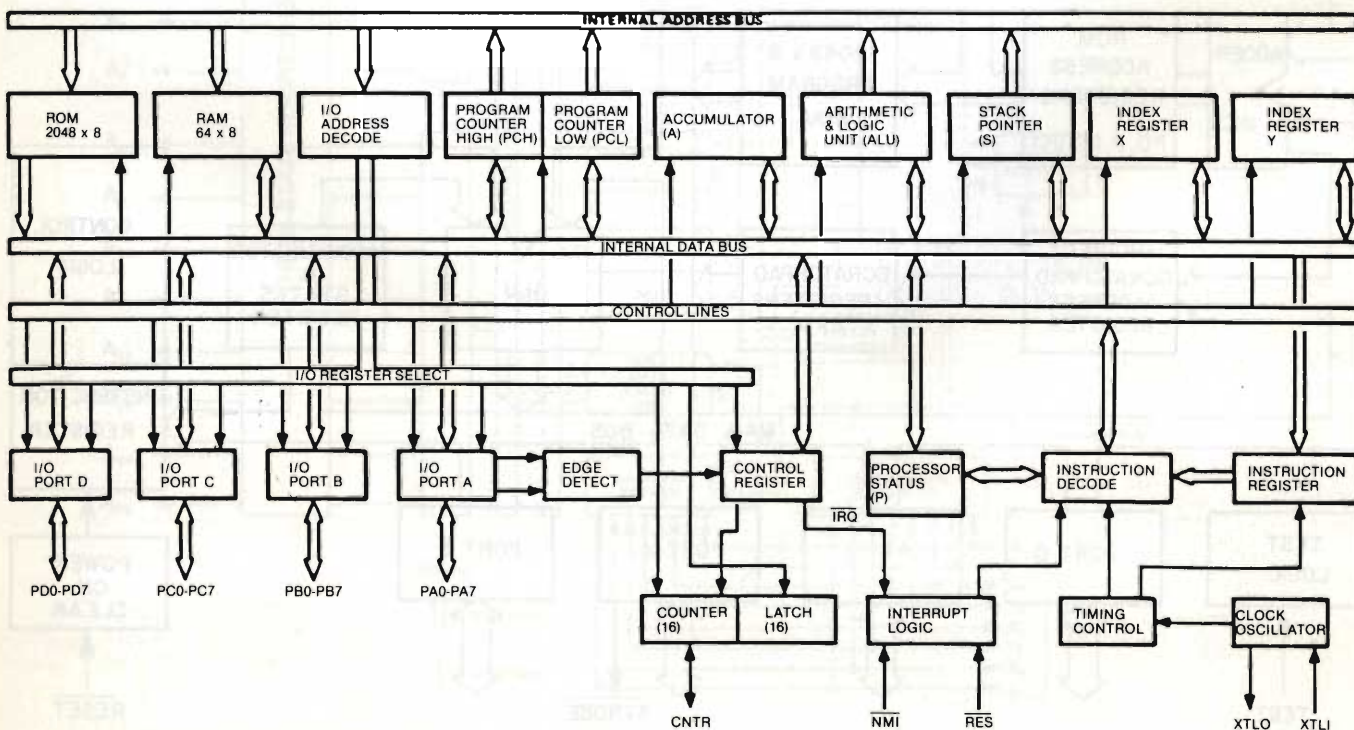



Fig. 7 - Architettura interna del single chip 6500/1.

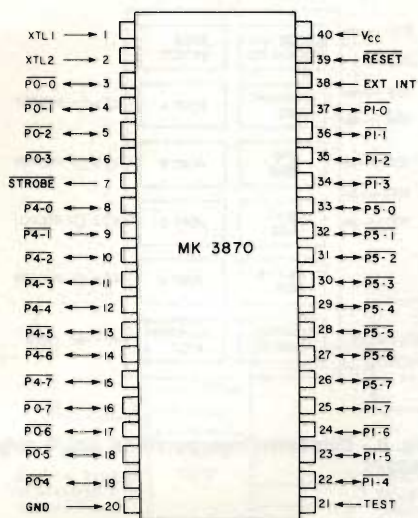



Fig. 8 - Piedinatura dell'integrato del single chip 3870.

E' evidente un fatto importantissimo: e cioè che, scelta una configurazione ottimale di sistema per il nostro SBC, la stessa "scheda" diventa universale per svolgere ogni compito assegnatole, compito che a sua volta deriva solo e solamente dal programma inciso nelle ROM.

Un classico e noto esempio di questa filosofia è la scheda SBC della Foto 1, una Minimicro 65, colta mentre viene inserita in un tipico cestello portaschede di formato Europeo, con una prospettiva che ne evidenzia proprio i due zoccoli che ospiteranno la ROM con il programma di governo.

Si notano anche due zoccoli più piccoli per ospitare delle RAM CMOS (che possono essere tenute alimentate da una batteria esterna) ed il connettore che convoglia al mondo esterno le 20 linee di ingresso ed uscita disponibili dal grosso integrato di I/O.

Sotto il quarzo è visibile la RAM di sistema, mentre di fianco ad esso è posta la CPU, affiancata da pochi altri chip TTL di decodifica e controllo. In definitiva, siamo nella situazione, realizzata dal vivo, della *figura 5/c*.

Se i costi di una schedina siffatta sono - come devono essere - assai contenuti, l'uso, grazie anche alla versatilità di una simile impostazione, è assai conveniente per la maggior parte delle applicazioni industriali.

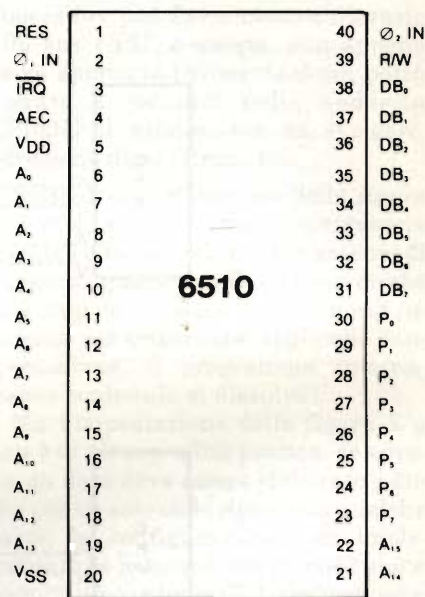



Fig. 10 - Piedinatura del "combo" tipo 6510.

Microprocessori "tutto compreso"

E' chiaro che il discorso fatto fino ad ora non sempre è applicabile. Ad esem-

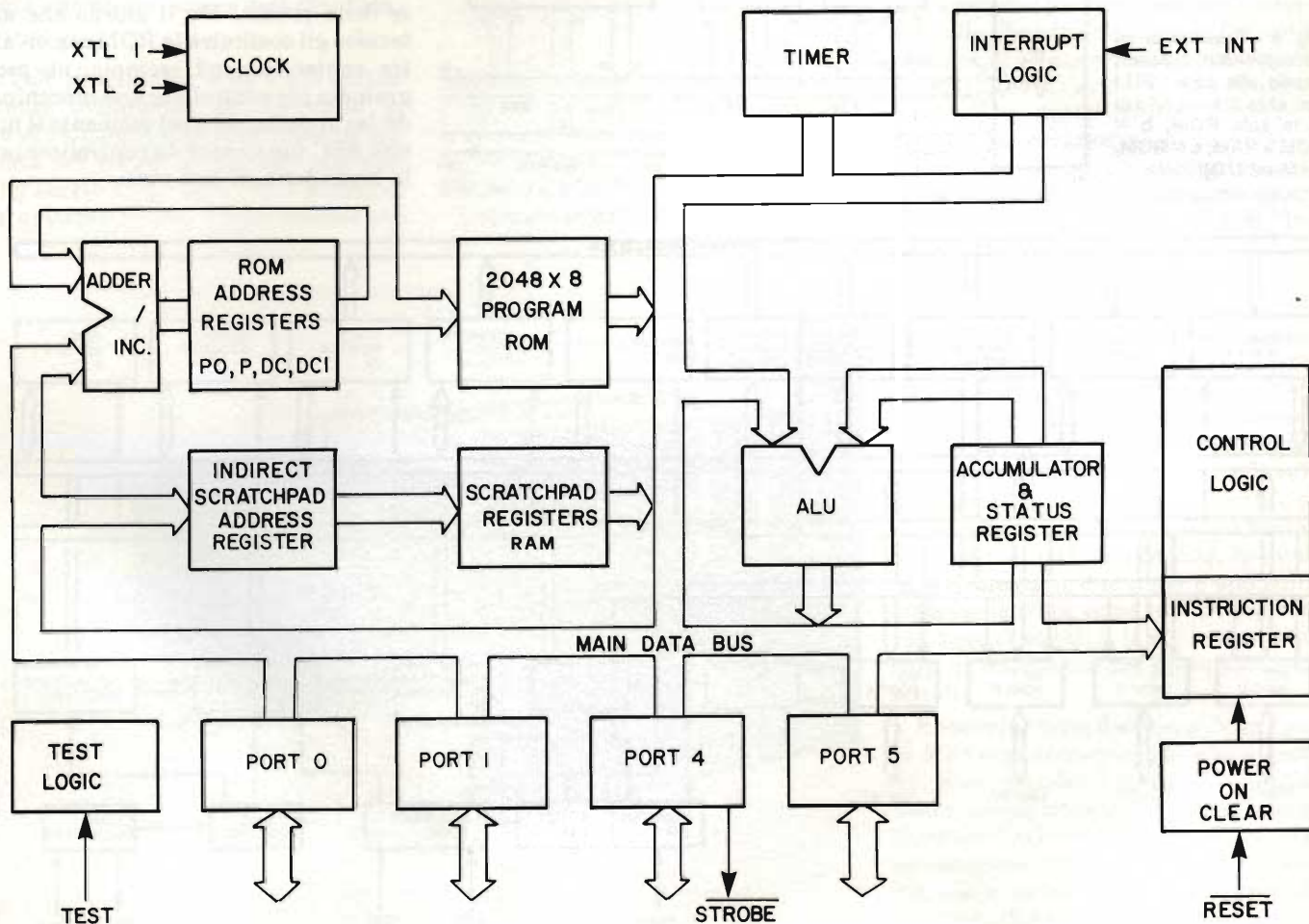



Fig. 9 - Architettura interna del single chip 3870.

pio, sarebbe uno spreco usar un tale SBC per un controllore di lavatrice domestica. Là ove, infatti, vi è produzione di massa, il risparmio su ogni piccolo costo diventa importantissimo e quindi ingombro e numero di chip usati devono essere drasticamente ridotti. Ritorniamo allora ai disegni delle *figure 5 (a, b, c)*. E' pensabile costruire il microsistema CPU + chip accessori tutto entro un solo integrato

La risposta è senza dubbio positiva, ed è oramai accettata dalle più conosciute case della Silicon Valley la filosofia di fornire degli integrati che racchiudono - in un solo contenitore, notare bene! - tutti i componenti della architettura tipica di un microcomputer, ovvero CPU, RAM, ROM ed I/O. Siccome tutto è integrato sul medesimo chip di silicio, il dispositivo prende il nome di *"single chip microcomputer"*: ecco allora le *figure 6* e *7*, ed *8* e *9*.

Le prime due illustrano il "single" della famiglia 6500: confrontatelo con lo schema interno della sola CPU, e vedrete (*figura 7*) quanti altri dispositivi sono stati aggiunti! Abbiamo per quattro porte di I/O per un totale di 32 linee, poi vi sono 2048 byte di ROM, 64 byte di RAM e pure un contatore con funzioni anche di timer. In *figura 7*, la parte sulla destra mostra inoltre con chiarezza gli stessi elementi della sola CPU 6502. La *figura 6*, che è stavolta lo schema a blocchi interno del "Single chip", mostra i blocchi logici e sono evidenti la CPU, i quattro I/O, la RAM e la ROM ed i dispositivi di controllo

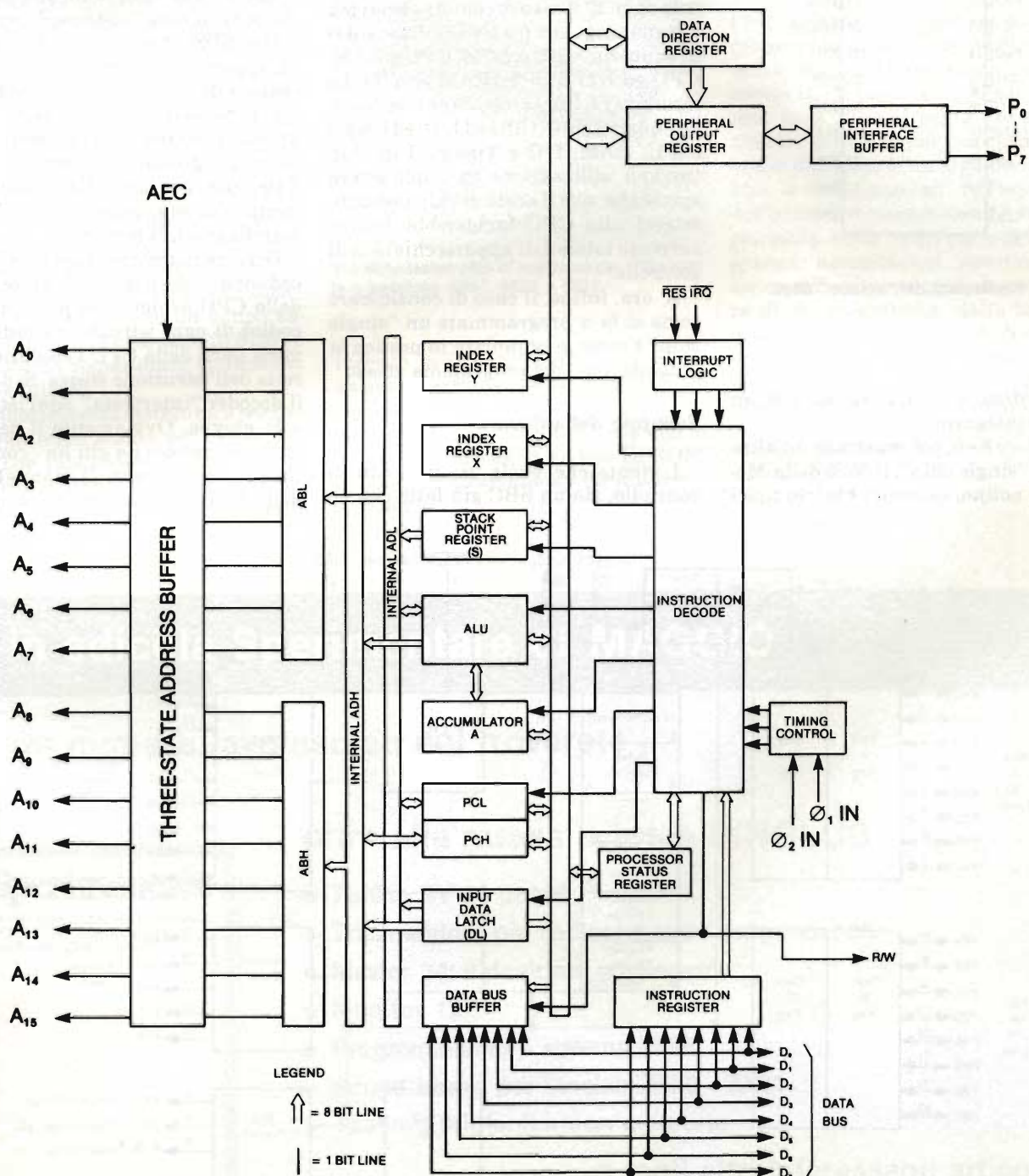



Fig. 11 - Architettura interna della 6510.

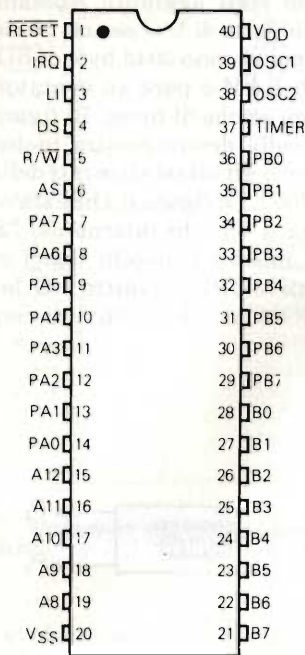



Fig. 12 - Piedinatura del "combo" 6805.

generico.

In pratica, è come avere un SBC in un solo integrato!

Le *figure 8* e *9*, poi, mostrano un'altro celebre "single chip": il 3870 della Mostek. Si notino, ancora, i blocchi tipici di una CPU, ed in più i blocchi di supporto (I/O, RAM e ROM, come oramai ben sappiamo). La *figura 8* mostra la piedinatura dell'integrato, per mostrare quanto sia importante il numero (elevato) di linee di I/O: più ve ne sono disponibili, più facile è il controllo e/o la monitorizzazione di eventi esterni.

"Combos"

Con tale nomignolo vengono invece identificati quei chip che, sebbene più dotati di un semplice CPU, non sono dei veri e propri microcomputer su un solo chip. E' il caso di combinazioni più o meno singolari fra CPU e dispositivi di supporto: CPU e ROM, CPU e RAM, CPU ed I/O o CPU, RAM ed I/O. Le *figure 10,11,12 e 13* mostrano due "combo" quali il 6510 (CPU ed I/O) ed il 6805 (CPU, RAM, I/O e Timer). Tali chip trovano utilizzazione in applicazioni specifiche, ove il costo di chip dedicati, esterni alla CPU inciderebbe troppo sul costo totale dell'apparecchiatura di controllo.

E' ora, infine, il caso di considerare come si fa a programmare un "single chip" e come si organizza in pratica la progettazione del programma stesso.

Sviluppo del software

L'utente che vuole usare, a fini di controllo, sia un SBC già fatto che un "single chip", deve seguire una strada ben precisa per giungere alla messa in opera della sua applicazione.

Il primo passo è, di norma, l'acquisto di un computer evoluto, dotato di terminali interattivi, dischi, memorie di sistema ampie e veloci, e capace di dialogare con l'operatore secondo una vasta gamma di comandi ed operazioni.

Questo computer non sarà assolutamente usato per l'applicazione finale, ma diviene il "supporto" fisico al programma definitivo durante la messa a punto di quest'ultimo.

Come forse è già noto, una tale macchina si chiama "sistema di sviluppo".

Un SDS (Sistema Di Sviluppo) è un'apparecchiatura, dunque, molto più costosa di un SBC o di un single chip, ma è proprio questo (relativamente) grosso computer che ci permette di scrivere il programma, battendolo a terminale, per poi procedere automaticamente alla sua compilazione. Che cosa significano tali termini?

Occorre ricordarsi - pari pari - del procedimento che il decodificatore interno della CPU svolge mentre acquisisce il codice di ogni istruzione e ordina alle varie parti della CPU l'esecuzione corretta dell'istruzione stessa. Si disse che il decoder "interpreta" ogni istruzione e la esegue. Ovviamente il decoder è stato progettato da chi ha - contemporaneamente - scritto il manuale d'uso della CPU: ed è così che noi, per fare

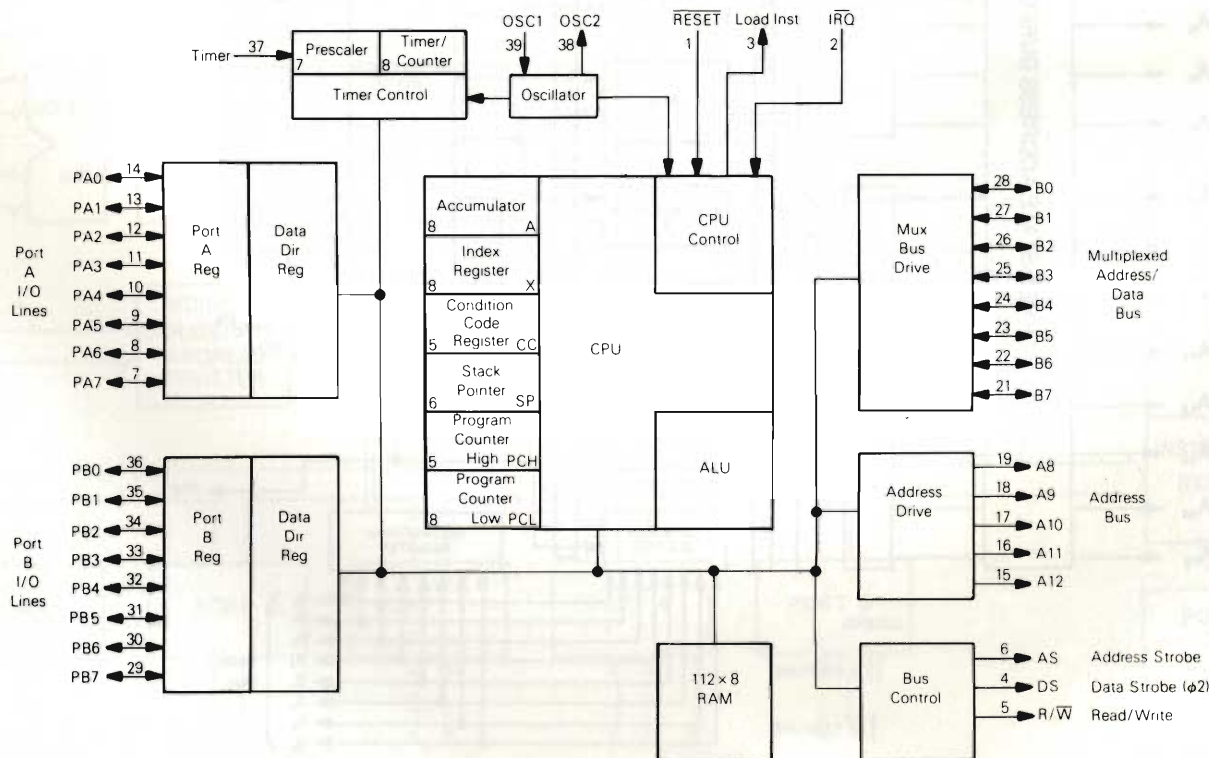



Fig. 13 - Architettura interna della 6805.

eseguire alla CPU una determinata istruzione, dobbiamo ricercare sul manuale il codice-macchina (binario) per quella istruzione.

Niente di terrificante, ma se un programma ha 10.000 istruzioni, la consultazione del manuale "a mano" da parte dell'operatore, e la stesura dei codici macchina risultanti, divengono un'impresa che causa la perdita di un mare di tempo.

E' assai più comodo, allora, memorizzare la tabella di consultazione nella memoria del nostro SDS, e avere un progrmma che automaticamente interpreta il nostro testo di programma e lo traduce in linguaggio-macchina.

Tale programma si chiama *"assemblatore"* e svolge dunque il compito importantissimo di tradurre il nostro programma (che abbiamo in precedenza scritto a terminale usando i nomi delle istruzioni per esteso, tipo "LDA", "STA" etc.) in istruzioni già in codice binario, avendo cura di segnalare eventuali errori e/o imperfezioni. Il procedimento, detto "compilazione" avviene chiaramente in un tempo assai breve, grazie al computer (il SDS), e noi possiamo risparmiare moltissimo tempo (e fatica!).

Ottenuto il codice macchina a partire dal programma scritto per esteso, vediamo che tale codice è ancora nella memoria del SDS: dobbiamo allora riversarlo sul chip di ROM che poi verrà inserito sulla scheda SBC. Se invece usiamo direttamente un single chip, i casi sono due:

a) utilizziamo un single chip che al posto della ROM ha una EPROM, e la programmiamo direttamente noi;

b) creiamo un nastro col nostro codice, lo inviamo alla casa che produce il single-chip, e questa ci consegnerà i dispositivi la cui ROM conterrà il codice desiderato.

Va detto che la procedura a) viene adottata per il prototipaggio o comunque la fase iniziale della produzione (la EPROM costa di più della ROM!), per poi passare alla fase b) durante la produzione vera e propria.

Tre diffusissimi chip di supporto per I/O seriale e parallelo: 6551, 6532 e 6522.

Conclusioni

Chiaramente il discorso sullo sviluppo dei programmi e sui sistemi di sviluppo non è finito qui e torneremo sull'argomento in un prossimo articolo: ma sapete bene che - al solito - lo spazio è tiranno per cui la politica che ho adottato è: discutere di un argomento e definire le linee generali dell'argomento dell'articolo successivo. Quindi, la prossima volta vedremo meglio: programmi assemblatori, strutture di un sistema di sviluppo, procedura di stesura di un programma, dalla battitura delle istruzioni al terminale fino all'incisione di una EPROM. Come al solito, resto a disposizione dei lettori per ogni ulteriore chiarimento in merito. ■

SOSPENSIONE MAGNETICA DI OGGETTI

Electronics - Bob Leser - Desert Technology

Il circuito dà una soluzione moderna al problema di mantenere sospesi in aria a qualche millimetro, oggetti in movimento come piccoli rotori, oppure oggetti magnetici. La novità è rappresentata dall'impiego di amplificatori operazionali al posto di tubi, e dal dispositivo ottico che sostituisce l'induzione a radio-frequenza originariamente usata per il posizionamento degli oggetti. Il funzionamento è il seguente.

Il potenziometro R1 (*figura 1a*) regola la corrente attraverso la lampada PR-9, e di conseguenza anche il guadagno del circuito di posizionamento permettendo una regolazione fine della posizione dell'oggetto sospeso al di sotto della bobina "lievitatrice" L1. Il dispositivo sensore di posizione deve essere montato orizzontalmente sotto L1, e se possibile, deve includere due lenti che servono a focalizzare attraverso l'oggetto in sospensione, il fascio di luce verso il fotorivelatore (D1) che, per evitare disturbi dovuti alla luce proveniente da altre sorgenti, è incluso dentro uno schermo con un foro di circa 3 mm. In figura sono indicate le lunghezze focali e i diametri delle lenti.

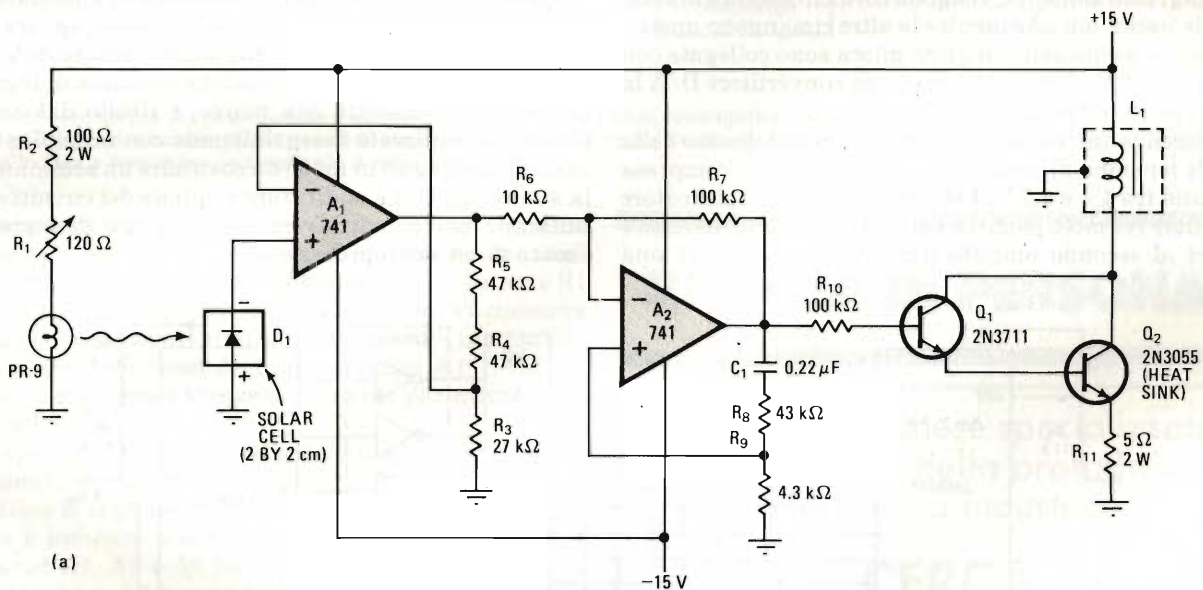
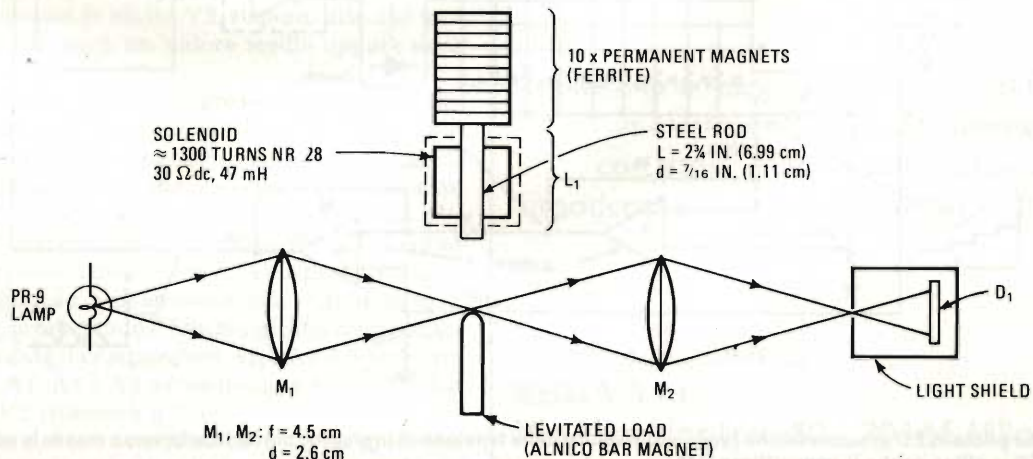
Questa parte ottica risulterà correttamente messa a punto se il raggio sarà allineato in modo da far circolare in D1 una corrente di cortocircuito da 4 a 25 μA.

L'uscita di D1 è successivamente amplificata di circa 5 volte (*figura 1a*) dall'amplificatore operazionale A1, e quindi presentata all'ingresso di A2, che rappresenta la parte più importante di tutto il servomeccanismo.

C1, R8 e R9 consentono di ottenere una reazione positiva delle componenti in alta frequenza del segnale di posizionamento, il quale effettua la derivata della tensione d'uscita e impedisce il formarsi di oscillazioni che si produrrebbero per mancanza di un sistema di smorzamento nella parte meccanica dell'apparecchio.

La presenza di queste oscillazioni provocherebbero delle vibrazioni dell'oggetto.

Lo stadio di uscita, in configurazione Darlington, serve per il pilotaggio di L1. La bobina L1 è formata da 1300 spire avvolte su un nucleo di circa 7 cm di lunghezza e circa 11 mm di diametro, ed è circondata da uno schermo protettivo. Una serie di magneti permanenti posti sopra la bobina permette di variare il campo magnetico, e di conseguenza i limiti estremi di posizionamento dell'oggetto.

Il posizionamento può raggiungere 20 mm nel caso di una barretta magnetica di Alnico, e 2,5 mm nel caso di una sfera di acciaio del diametro di 25 mm.

Il circuito (a) è in grado di tenere sospesa fino a 2,5 mm dalla superficie di riferimento, una sfera di acciaio di 2,54 mm di diametro. Il sistema ottico (b) definisce la distanza dell'oggetto. Il valore definitivo della distanza si ottiene agendo sui magneti permanenti.

DUE SOLI INTEGRATI BAR-GRAPH PER PILOTARE 100 LED

Electronic Design - Chris Yakymyshyn. Canada.

Per pilotare LED mediante integrato per bar-graph può succedere che il numero di LED da "accendere" sia superiore a quello ammesso dal singolo integrato. La soluzione presentata permette, ricorrendo a due integrati aventi solo 10 uscite ciascuno, di pilotare fino a 100 LED; la posizione del LED illuminato dipenderà dal particolare livello della tensione analogica d'ingresso. Inoltre, essendo il LED illuminato in modo continuativo, non avremo problemi di sfarfallio.

Il circuito, come indica la figura, richiede 4 integrati per un display a 50 LED e solo l'aggiunta di un buffer invertente per 100 LED. La velocità di risposta è limitata dall'integrato bar-graph e dagli operazionali A1 e A2. I componenti aggiunti formano un convertitore digitale-analogico seguito da un amplificatore differenziale. Il funzionamento è il seguente: la tensione analogica di ingresso V1 pilota uno dei circuiti bar-graph (per esempio, un LM3914). Quando la tensione di ingresso aumenta, vengono cortocircuitate a massa, via via, le uscite più alte mentre le altre rimangono aperte. Oltre a ciò, le uscite dell'integrato pilota sono collegate con resistenze (da R1 a R9) che formano un convertitore D/A la cui uscita V2 è sottratta a V_{cc}.

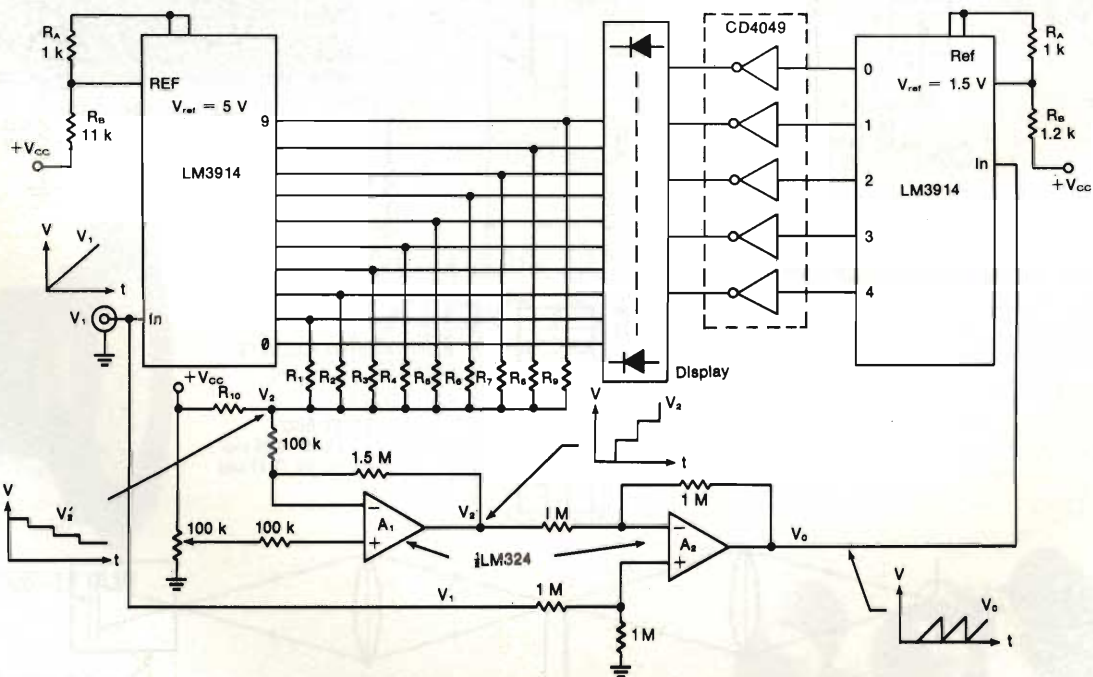
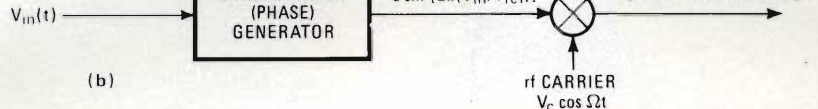
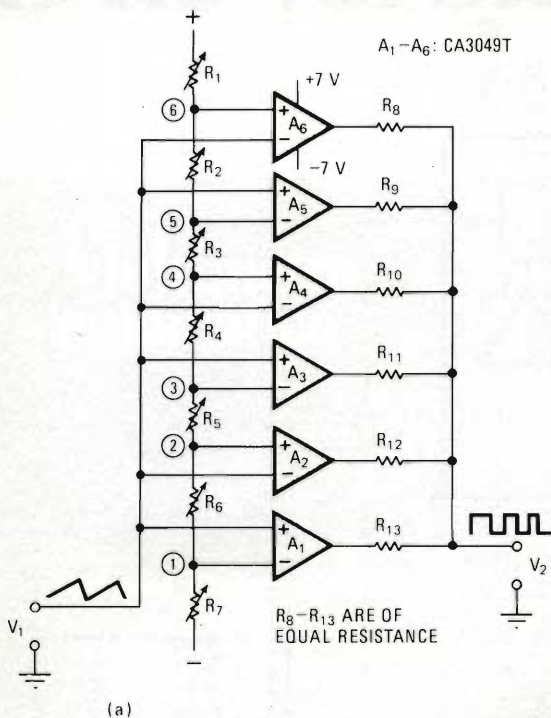
La differenza tra V2 e la V_{cc} è mantenuta al disotto della caduta di tensione diretta dei diodi del display, compresa tipicamente tra 1,4 e 1,7 V. Pertanto il primo amplificatore operazionale A1 moltiplicherà per 15 il segnale differenza e lo invierà al secondo amplificatore A2, il quale darà una tensione differenza Vo la quale attraverso il buffer piloterà gli anodi del display.

Ogni Lm3914 ha una tensione di riferimento V_{ref} ottenuta con le resistenze R_A e R_B dove $V_{ref} = 1{,}25\ (1 + R_A/R_{B4})$. La corrente di uscita è data da $I_{sink} = 12{,}5/R_A$ mA. Le resistenze da R1 e R9 e R10 sono scelte in modo che V2' incrementi in passi di 0,1 V.

I loro valori sono determinati dall'equazione
$V2' = (R \times V_{drop})/R10 + R_N)$

dove V_{drop} è la tensione diretta dei LED e R_N è il valore dell'ennesima resistenza (N).

GENERATORE DI FORME D'ONDA A FASE VARIABILE

Spesso si può presentare il problema di modulare in fase una portante, ad esempio, a radiofrequenza, oppure di generare una forma d'onda rettangolare o sinusoidale che sia funzione del valore di una tensione continua di ingresso. Il problema, certamente non nuovo, è risolto dal circuito di *figura 1a,* realizzato essenzialmente con amplificatori operazionali collegati in modo da costituire un sommatore. Nella sua semplicità è addirittura migliore dei circuiti che digitalizzano per poi riconvertire un segnale di ingresso con l'aiuto di un microprocessore.

L'integrato che pilota i LED in successione (secondo il valore della tensione di ingresso) cortocircuita verso massa le sue uscite collegate ai catodi dei LED e attiva anche il convertitore D/A.
L'uscita del convertitore viene sottratta a V_{cc} una prima volta amplificata e quindi sottratta dalla tensione d'ingresso. Il risultato del confronto è applicato al secondo integrato le cui uscite attivano gli anodi dei LED.

Un semplice sommatore (a) può realizzare un generatore di forme d'onda rettangolari o sinusoidali. (b) Scegliendo opportunamente le soglie di intervento dei comparatori è possibile ottenere in uscita una forma d'onda sinusoidale. Il circuito può quindi essere impiegato per modulare in fase e frequenza una portante a radio frequenza.

Osserviamo il circuito di *figura 1a*. Per semplicità, sono stati omessi i componenti della rete di stabilizzazione comprendenti resistenze e capacità di by-pass. Le resistenze R1 ... R7 formano un partitore in cui gli estremi di ciascuna resistenza sono collegati alternativamente agli ingressi invertenti e non invertenti degli operazionali A1 ... A6. Le uscite dei comparatori vengono sommate per mezzo delle resistenze R8 ... R13.

In un'applicazione di tipo digitale (*figura 1a*), per produrre una sequenza di impulsi a larghezza variabile si ricorre ad una tensione di ingresso a dente di sega. Quando la tensione a rampa è inferiore alla tensione presente nel punto 1, i comparatori A1, A3 e A5 hanno le uscite a -7 V (BASSE) mentre A2, A4 e A6 hanno le uscite a + 7 V (ALTE). Di conseguenza, la tensione di uscita V2, rispetto alle due tensioni di alimentazione avrà un valore medio oppure sarà zero.

Nel momento in cui la rampa di ingresso supera la tensione del punto 1, rimanendo però al disotto della tensione del punto 2, solo il comparatore A1 commuterà. In queste condizini, quattro comparatori avranno le uscite a + 7 V mentre gli altri due a —7 V. L'uscita V2 si porterà quindi a circa 2 V, ciò ovviamente nell'ipotesi che le resistenze R8 ... R13 siano di uguale valore. Questa tensione rimarrà costante fintanto che la tensione d'ingresso, aumentando, non raggiungerà la tensione del nodo 2, provocando il bloccaggio del comparatore A2. In questo istante, i comparatori A2, A3 e A5 avranno le uscite BASSE, e A1, A4 e A6 avranno le uscite ALTE. La tensione di uscita V2 ritornerà a 0 V.

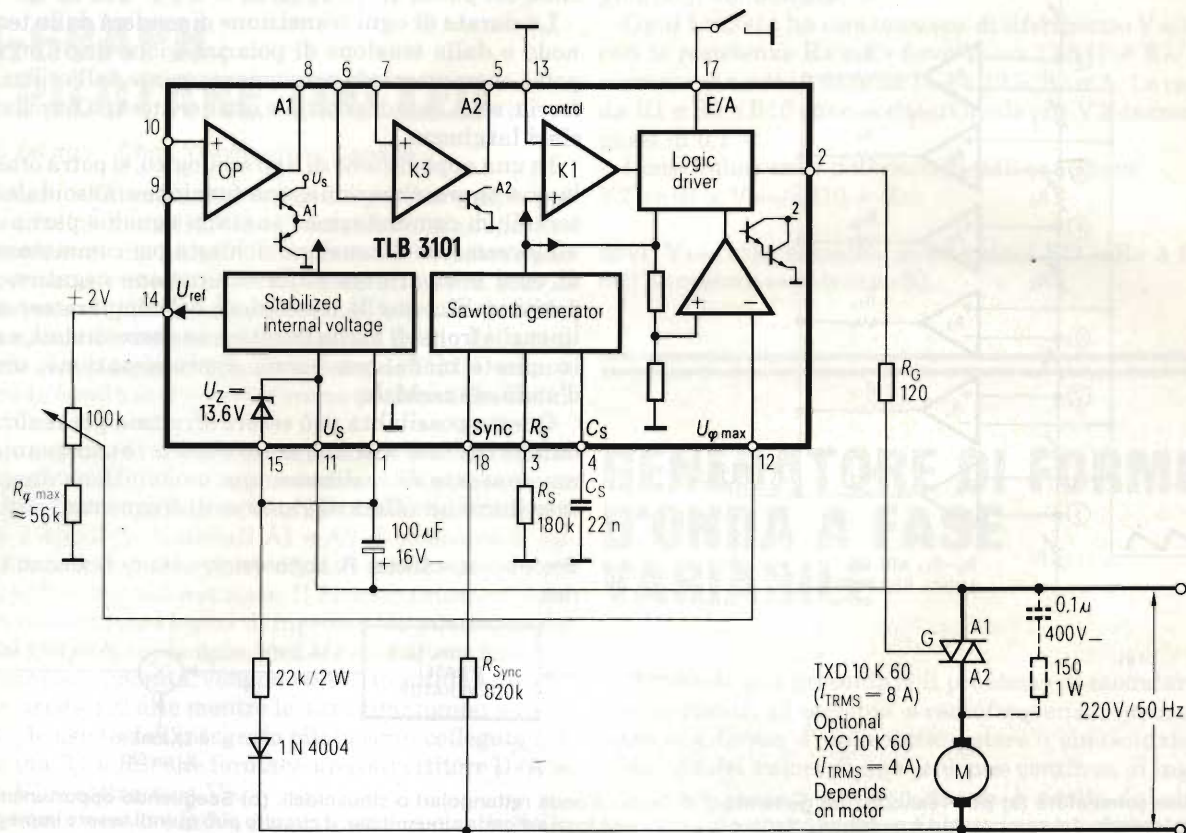
Superata la soglia del terzo nodo, avrà luogo un'operazione analoga alla prima, e l'uscita si porterà a circa 2 V, in quanto 4 comparatori saranno attivi e gli altri due bloccati.

L'uscita ridiventerà 0 V quando la rampa supererà il potenziale del punto 4.

La durata di ogni transizione dipenderà dalla tensione al nodo e dalla tensione di polarizzazione degli ingressi che potrà essere regolata convenientemente dall'utilizzatore. In teoria, sarà quindi possibile ottenere treni d'impulsi di qualsiasi larghezza.

In una applicazione di tipo analogico, si potrà ottenere con buona approssimazione, una funzione sinusoidale se gli intervalli di commutazione saranno uguali e pari a Δ V, cioè all'incremento di tensione richiesta per commutare l'uscita di ogni comparatore dalla saturazione negativa a quella positiva. Siccome le transizioni del comparatore non sono lineari, i fronti di uscita risulteranno arrotondati, e si otterrà in questo modo, con buona approssimazione, una forma d'onda sinusoidale.

Questa possibilità può essere sfruttata per realizzare modulatori di fase o di frequenze (*figura 1b*), in quanto il sistema consente di realizzare una modulazione diretta senza introdurre un offset aggiuntivo di frequenza.

Electronics - Dieter R. Lohermann - Harry Diamond Laboratories.

Esempio d'impiego del TLB 3101 in un circuito per la regolazione dei giri di un motore. Possono essere impiegati triac da 8 a 4 A a seconda della potenza del motore. L'alimentazione è da rete a 220 V 150 Hz.

SISTEMA DI CONTROLLO DELLA POTENZA A PARZIALIZZAZIONE DI FASE D'IMPIEGO GENERALE

Con il nuovo circuito integrato TLB 3101 (Siemens) è possibile realizzare sistemi di controllo della potenza elettrica a parzializzazione di fase che richiedono pochi componenti esterni e che possono essere impiegati in un gran numero di applicazioni.

Il vantaggio di questo integrato è che, oltre a contenere le classiche funzioni richieste da un sistema a parzializzazione di fase (e cioè, generatore di dente di sega, comparatori (K1 e K2), uno stadio pilota), incorpora anche un amplificatore operazionale (OP), e un comparatore, separati tra loro e dagli altri circuiti dell'integrato, da utilizzare per altri scopi.

Gli impieghi tipici previsti da questo nuovo integrato riguardano principalmente la regolazione della velocità dei motori, la regolazione della luminosità delle lampade ad incadescenza, l'ottimizzazione del cosφ per la corrente di spunto dei motori, ed infine i sistemi di regolazione della temperatura di qualsiasi tipo. Può rappresentare una soluzione economica in apparecchiature consumer come cucine, aspirapolveri, lavatrici ed altri tipi di elettrodomestici.

I dati essenziali di questo integrato sono i seguenti:

— tensione di alimentazione da 10 a 30 V
— alimentazione da rete attraverso resistore in serie
— basso consumo, tipico 2,4 mA
— massima corrente per il gate del triac (terminale 2) : 100 mA
— tensione di riferimento (non influenzabile dalla temperatura) sul terminale 14, con valore di + 2 V
— un solo condensatore esterno (Cs) per la tensione a rampa e per la larghezza dell'impulso d'innesco
— regolazione dell'angolo di parzializzazione della fase su qualsiasi valore compreso tra 0 e 175 °
— on/off (terminale 17) compatibile con logica TTL
— presenza di un amplificatore operazionale e di un comparatore separati, utilizzabili per altri impieghi
— un solo impulso di accensione del triac per ogni semionda della tensione di rete (protezione contro impulsi doppi)
— contenitore in plastica DIP 18.

In figura è riportato un impiego classico del TLB 3101 in un sistema di regolazione dei giri di un motore. Il triac impiegato è il TXD 10 K 60 con corrente di 8 A, oppure il TXC 10 K 60 da 4 A, a seconda del motore impiegato. ■

SENSORI D'IMMAGINI TV ALLO STATO SOLIDO

a cura della Redazione

I maggiori produttori di dispositivi a semiconduttore stanno già presentando sul mercato il "chip che vede", il dispositivo cioè che dovrà sostituire tra poco i convenzionali tubi da ripresa TV Vidicon e Plumbicon nelle telecamere. Attualmente, associato al "chip che parla" (sintetizzatore di voce), il "chip che vede" viene impiegato nel settore della robotica.

Realizzare un dispositivo allo stato solido capace di sostituire i normali tubi da ripresa TV (Vidicon e Plumbicon) è stato oggetto, e lo è tuttora, di intenso studio da parte di tutti i maggiori produttori di dispositivi a semiconduttore. In America, in Giappone e in Europa, le principali industrie del settore hanno già immesso sul mercato dispositivi di questo tipo di cui sono in grado di assicurare una produzione di serie.

In Europa, Philips ha presentato un sensore a semiconduttore CCD (CCD = Charge Coupled Device) capace di fornire una discreta risoluzione TV. Di questo sensore CCD si è parlato fin dal 1976. Allora si trattava di un dispositivo che poteva fornire una sola riga d'informazione video (sensore di riga) e l'immagine ottica doveva essere fatta scorrere su questa serie di celle fotosensibili allineate, con sistemi meccanici (specchi ruotanti ecc.). Ora invece tutta l'immagine ottica può essere proiettata sul chip, come avviene sul target dei normali tubi da ripresa. Le celle (o elementi dell'immagine) sono disposte in questo caso a matrice e assommano a 60.000 elementi d'immagine (pixel).

Il nuovo dispositivo, detto RGS (RGS = *R*esistive *G*ate *S*ensor), differisce dagli analoghi presenti sul mercato per il fatto che il suo sistema di spostamento delle cariche prodotte per fotoemissione è diverso da quello impiegato da dispositivi analoghi. Grazie a questo sistema non è richiesta una memoria intermedia, e in secondo luogo gli elettrodi e le piste che collegano ciascuna cella fotosensibile agli altri elementi sono ridotti al minimo. Queste due caratteristiche consentono di ridurre la superficie del cristallo e nello stesso tempo ne consentono il massimo sfruttamento.

Nel sensore RGS si può fare a meno della memoria intermedia in quanto la lettura delle cariche prodotte per fotoemissione avviene riga per riga come in TV. Le cariche prodotte per fotoemissione nei vari punti dell'immagine vengono richiamate (selezione di riga) e spostate in una frazione del tempo di scansione di riga, parallelamente, tramite caduta di tensione, in un buffer, e

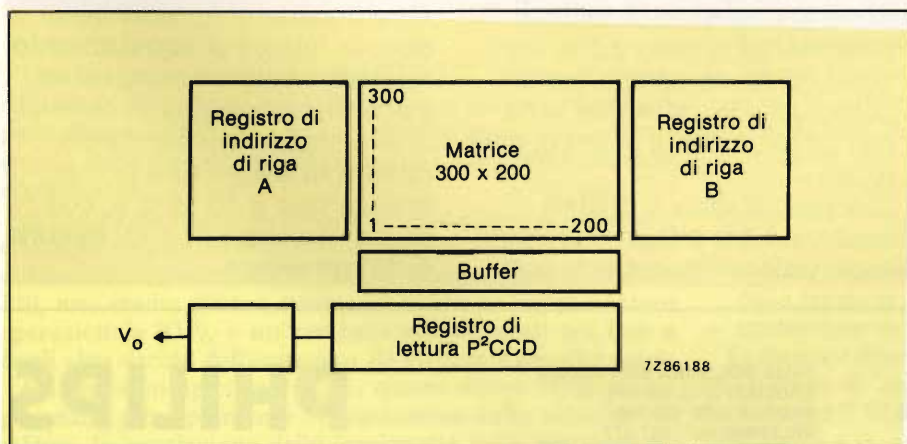



Fig. 1 - Schema a blocchi indicante le funzioni contenute nel chip del sensore RGS.

Nel "chip che vede" le dimensioni complessive di un elemento fotosensibile sono 14 μm x 28 μm. La parte sensibile di ciascun elemento misura 14 μ x 6 μm, mentre la superficie complessiva del cristallo (chip) è 5,5 mm x 7,5 mm. L'illuminazione richiesta dal sensore è 15 μW/cm²; si possono ottenere immagini soddisfacenti con livelli d'illuminazione inferiori a 0,5 μW/cm². Il cristallo del sensore viene presentato in un contenitore DIL-28, in ceramica, ovviamente munito di finestrella centrale.

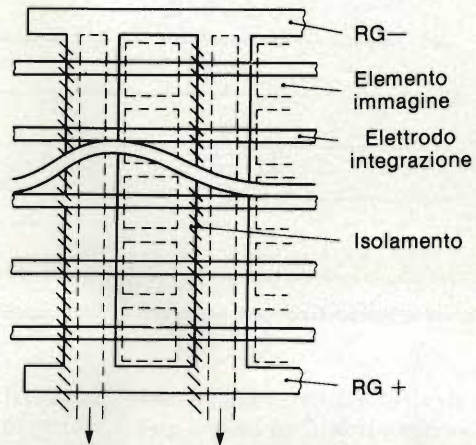
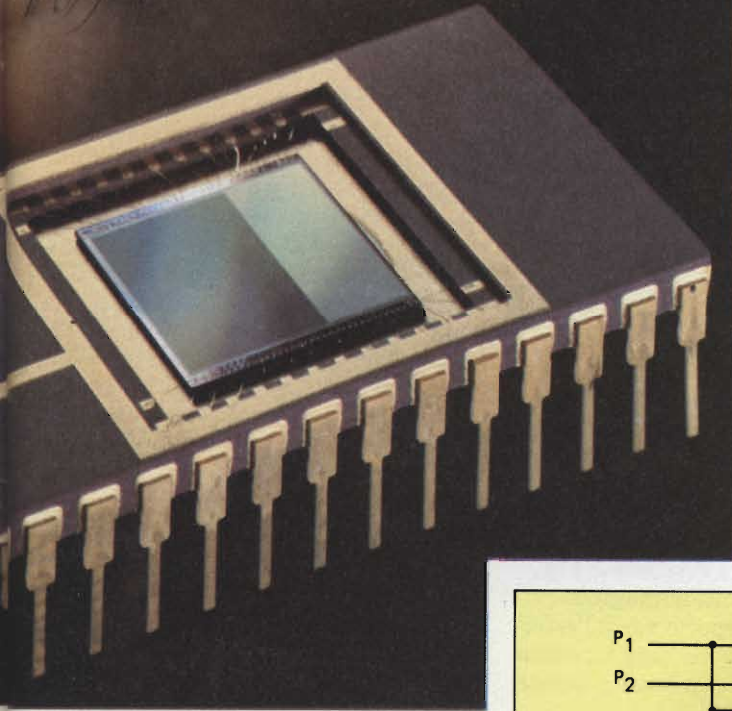



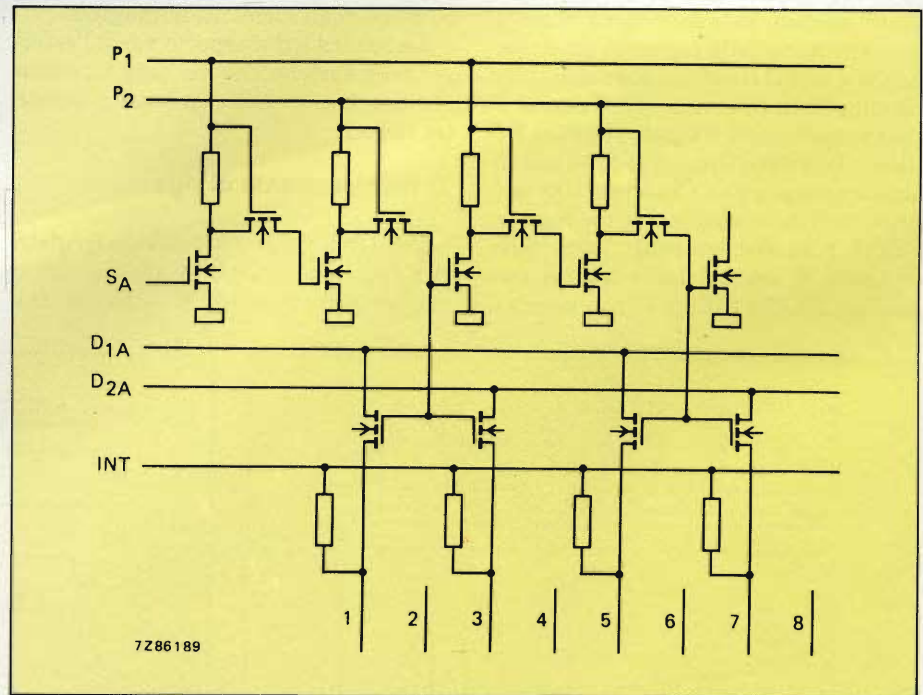
Fig. 2 - Struttura della matrice del sensore RGS.

Fig. 3 - Circuito di indirizzamento di riga (registro A).

da qui "riversate" nell'istante corretto, in un registro di lettura dal quale "usciranno" una dopo l'altra (modo seriale) all'esterno. Questo meccanismo ha luogo una riga dopo l'altra durante un semiquadro (o campo).

Oltre a questa "scivolata" verticale di potenziale, ogni cella fotosensibile richiede in senso orizzontale (e cioè nel senso di una riga) soltanto un elettrodo.

Il sensore di immagine RGS possiede 300 elementi fotosensibili in senso verticale e 200 disposti in senso orizzontale; le righe di elementi orizzontali vengono lette in modo alternato allo stesso modo del sistema interlacciato in televisione. In particolare, la lettura delle informazioni contenute nelle righe del primo semiquadro (o campo) avviene nella maniera descritta; quella del secondo semiquadro si ottiene facendo il valore medio delle cariche di due mezze righe contigue come vedremo in dettaglio più avanti. Questo sistema permette di ottenere un'immagine esente da sfarfallìo formata da 60.000 punti immagine.

La diagonale dell'immagine focalizzata sulla superficie attiva del sensore è 7 mm; questo valore corrisponde al formato cinematografico Super-8 per cui, per la parte ottica del sistema di ripresa, sarà possibile utilizzare gli obiettivi disponibili sul mercato.

Struttura e funzionamento del sensore RGS

In *figura 1* è riportata la struttura schematica del sensore RGS. Essa è formata da tre aree funzionali comprendenti:

1) una matrice di elementi fotosensibili e un insieme di elettrodi di integrazione in silicio policristallino;
2) due registri A e B di indirizzo di riga (rispettivamente per le righe pari e dispari);
3) un registro di lettura che lavora secondo il sistema P²CCD (P²CCD = Profiled Peristaltic Charge Cou-

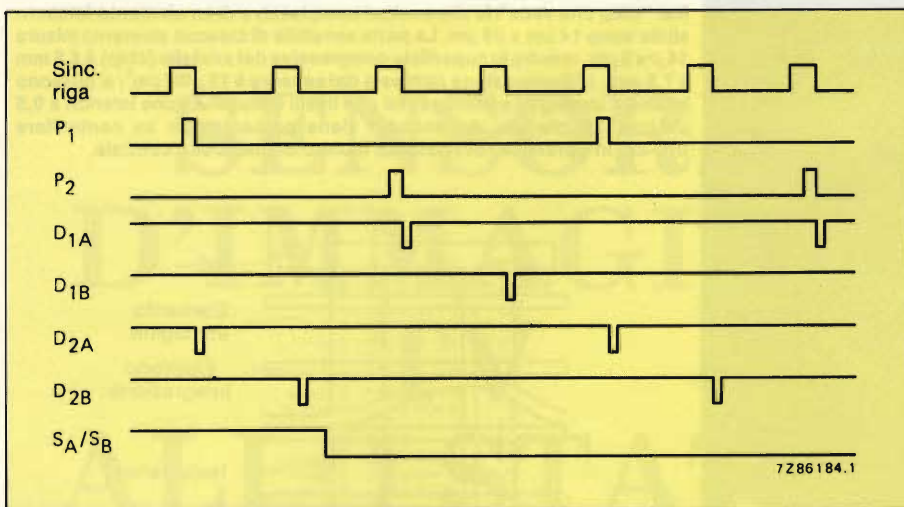



Fig. 4 - Segnali di temporizzazione necessari all'indirizzamento della riga.

pled Device). La lettura delle cariche avviene infatti in base a questo principio (vedi bibliografia rif. 9).

Gli elementi-immagine che formano la matrice distano da centro a centro, in senso verticale 14 μm, mentre in senso orizzontale, tale distanza è 28 μm. Il trasferimento della carica in senso verticale, e cioè il trasferimento della riga ha luogo lungo canali a diffusione di tipo n controllati da gate resistivi RG (RG = Resistive Gate) di silicio policristallino (*figura 2*). Ciascuna riga passa le cariche rispettive a un registro buffer, e successivamente viene letta ad opera di un registro a scorrimento del tipo P^2CCD (rif. 9). Per impedire il formarsi di eventuali correnti di dispersione tra le regioni attive e non attive del chip, l'intero circuito viene circondato da un anello conduttore di tipo n^+.

La stessa matrice viene ricoperta con uno schermo opaco di alluminio con aperture larghe 6 μm disposte sopra le colonne degli elementi-immagine.

La lettura e il trasporto verso l'esterno delle cariche che nel chip formano l'immagine, avviene in base a queste tre fasi.

1) Indirizzamento di riga

Per l'indirizzamento di riga (registri A e B), viene utilizzata una coppia di registri a scorrimento MOS dinamici a due fasi (vedi *figura 3*). Questi registri sono controllati dagli impulsi di clock rispettivamente P_1 e P_2. Ciascuna riga ha associata ad essa un transistore MOS; a sua volta, la selezione della riga ha luogo ad opera degli impulsi negativi (D_1 e D_2) applicati alle sorgenti dei transistori. Queste ultime, normalmente vengono mantenute su una tensione positiva V_{INT} ma durante un impulso, la tensione scende a zero, e di conseguenza, farà in maniera che le cariche che formano la riga passino dagli elementi di integrazione ai canali di conduzione, e da qui, al registro buffer. Siccome ciascun stadio dei registri di indirizzamento di riga alimenta due righe, gli impulsi P_1, P_2, D_1 e D_2 si succederanno ad una frequenza pari a 1/4 della frequenza di riga (vedi *figura 4*). Un impulso di partenza S ($S_A = S_B$), che può essere lo stesso impulso di comando per il monitore, provvede a resettare i registri a scorrimento MOS dopo ogni 312 righe.

2) Registro buffer

Il trasferimento della carica attraverso il registro buffer è controllato da 5 elettrodi (*figura 5a*). La *figura 5b* indica come varia il contorno del potenziale Ψ (detto "pozzo") nel caso in cui l'informazione dell'immagine venga letta direttamente riga dopo riga (primo campo). Il primo gate di trasferimento TG_1, il primo elettrodo di buffer B_1 e l'elettrodo "splitting" di buffer B_2 vengono commutati in maniera da consentire al terzo elettrodo di buffer B_3 di

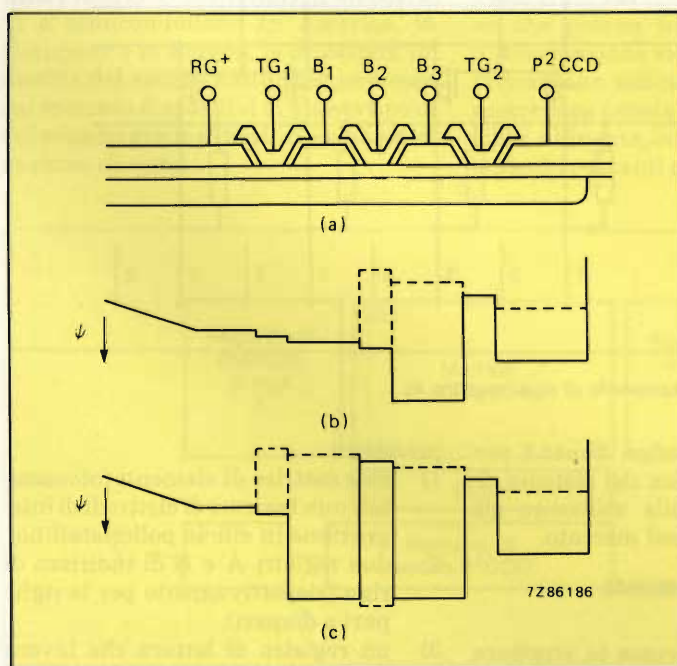



Fig. 5a - Struttura del buffer; (b) contorno del potenziale nel caso di lettura diretta; (c) contorno del potenziale nel caso di lettura interfacciata.

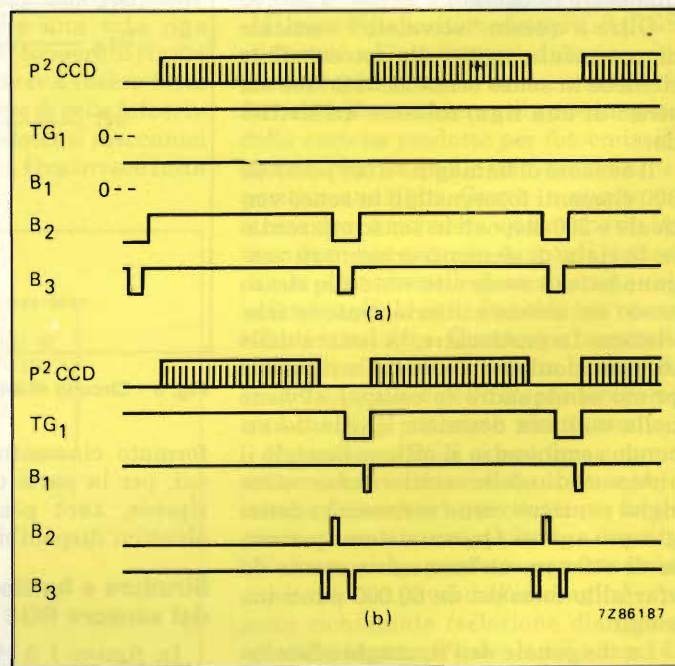



Fig. 6 - Impulsi di temporizzazzione: (a) nel caso di lettura diretta; (b) nel caso di lettura interfacciata.

KITS ELETTRONICI

RS 1	LUCI PSICHEDELICHE 2 VIE AUTOALIMENTATE	L. 24.000
RS 3	MICROTRASMETTITORE FM	L. 11.000
RS 5	ALIMENTATORE STABILIZZATO PER AMPLIFICATORI B.F.	L. 21.000
RS 6	LINEARE 1 W PER MICROTRASMETTITORE	L. 10.000
RS 8	FILTRO CROSS-OVER 3 VIE 50 W	L. 18.000
RS 9	VARIATORE DI LUCE	L. 7.500
RS 10	LUCI PSICHEDELICHE A 3 VIE AUTOALIMENTATE	L. 29.500
RS 11	RIDUTTORE DI TENSIONE STABILIZZATO 24 → 12 V 2,5 A	L. 11.000
RS 14	ANTIFURTO PROFESSIONALE	L. 32.000
RS 15	AMPLIFICATORE B.F. 2 W	L. 9.000
RS 16	RICEVITORE A.M. DIDATTICO	L. 11.000
RS 18	SIRENA ELETTRONICA 30 W	L. 19.500
RS 19	MIXER B.F. 4 INGRESSI	L. 19.500
RS 20	RIDUTTORE DI TENSIONE UNIVERSALE 12 - 6 - 7,5 - 9 V	L. 6.500
RS 22	DISTORSORE PER CHITARRA	L. 11.000
RS 23	INDICATORE DI EFFICIENZA BATTERIE 12 V	L. 6.000
RS 26	AMPLIFICATORE B.F. 10 W	L. 11.000
RS 27	PREAMPLIFICATORE CON INGRESSO A BASSA IMPEDENZA	L. 6.500
RS 28	TEMPORIZZATORE CON ALIMENTAZIONE (1 - 65 sec.)	L. 27.000
RS 29	PREAMPLIFICATORE MICROFONICO	L. 8.500
RS 31	ALIMENTATORE STABILIZZATO 12 V - 2 A	L. 11.500
RS 35	PROVA TRANSISTOR E DIODI	L. 14.000
RS 36	AMPLIFICATORE B.F. 40 W	L. 23.500
RS 37	ALIMENTATORE STABILIZZATO VARIABILE 5 - 25 V; 2 A	L. 25.000
RS 38	INDICATORE LIVELLO DI USCITA A DIODI LED (16)	L. 22.500
RS 39	AMPLIFICATORE STEREO 10 + 10 W	L. 25.000
RS 40	MICRORICEVITORE F.M.	L. 11.000
RS 43	CARICA BATTERIE AL NI-CD REGOLABILE	L. 21.500
RS 44	SIRENA PROGRAMMABILE - OSCILLOFONO	L. 9.000
RS 45	METRONOMO ELETTRONICO	L. 7.000
RS 46	LAMPEGGIATORE REGOLABILE 5 - 12 V	L. 11.000
RS 47	VARIATORE DI LUCE PER AUTO	L. 13.000
RS 48	LUCI ROTANTI - SEQUENZIALI 10 VIE - 800 W CANALE	L. 41.000
RS 50	ACCENSIONE AUTOMATICA LUCI DI POSIZIONE AUTO	L. 18.000
RS 51	PREAMPLIFICATORE HI-FI	L. 17.500
RS 52	PROVA QUARZI	L. 8.000
RS 53	LUCI PSICHEDELICHE CON MICROFONO 1 VIA 1500 W AUTOALIMENTATE	L. 18.500
RS 54	AUTO BLINKER (LAMPEGGIATORE DI EMERGENZA)	L. 19.000
RS 55	PREAMPL. STEREO EQUALIZZ. R.I.A.A.	L. 12.000
RS 56	TEMPORIZZATORE AUTOALIM. REG. (18 sec. - 60 min.)	L. 36.000
RS 57	COMMUTATORE ELETTRONICO DI EMERGENZA 220 V	L. 15.000
RS 58	STROBO INTERMITTENZA REGOLABILE	L. 13.000
RS 59	SCACCIA ZANZARE ELETTRONICO	L. 11.000
RS 60	GADGET ELETTRONICO	L. 13.500
RS 61	VU-METER A DIODI LED (8)	L. 18.000
RS 62	LUCI PSICHEDELICHE PER AUTO	L. 26.000
RS 63	TEMPORIZZATORE REG. (1 - 100 SEC.)	L. 16.000
RS 64	ANTIFURTO PER AUTO	L. 29.500
RS 64W	UNITA' AGGIUNTIVA PER RS 64	L. 3.500
RS 65	INVERTER 12 V CC - 220 V CA - 100 HZ - 60 W	L. 29.000
RS 66	CONTAGIRI PER AUTO (A DIODI LED)	L. 26.000
RS 67	VARIATORE DI VELOCITA' PER TRAPANI	L. 14.500
RS 68	TRASMETTITORE F.M. 2 W	L. 19.500
RS 69	ALIMENTATORE STABILIZZATO (PER ALTA FREQUENZA) 12 - 18 V	L. 25.000
RS 70	GIARDINIERE ELETTRONICO	L. 9.000
RS 71	GENERATORI DI SUONI	L. 19.000
RS 72	BOOSTER PER AUTORADIO 20 W	L. 19.500
RS 73	BOOSTER PER AUTORADIO 20 + 20 W	L. 34.000
RS 74	LUCI PSICHEDELICHE (CON MICROFONO) 3 VIE	L. 35.500
RS 75	CARICA BATTERIE AUTOMATICO	L. 20.000
RS 76	TEMPORIZZATORE PER TERGICRISTALLO	L. 15.500
RS 77	DADO ELETTRONICO	L. 19.000
RS 78	DECODER F.M. STEREO	L. 15.500
RS 79	TOTOCALCIO ELETTRONICO	L. 16.500
RS 80	GENERATORE DI NOTE MUSICALI PROGRAMMABILE	L. 27.500
RS 81	FOTO TIMER Solid state	L. 25.000
RS 82	INTERRUTTORE CREPUSCOLARE	L. 22.000
RS 83	REGOLATORE DI VELOCITA' PER MOTORI A SPAZZOLE (senza perdita di potenza)	L. 14.500
RS 84	INTERFONICO	L. 21.500
RS 85	AMPLIFICATORE TELEFONICO	L. 23.500
RS 86	ALIMENTATORE STABILIZZATO 12 V 1 A	L. 10.500
RS 87	RELÈ FONICO	L. 24.000
RS 88	ROULETTE ELETTRONICA A 10 LED	L. 21.500
RS 89	FADER AUTOMATICO	L. 14.500
RS 90	TRUCCAVOCE ELETTRONICO	L. 19.500
RS 91	RIVELATORE DI PROSSIMITA' E CONTATTO	L. 25.500
RS 92	FUSIBILE ELETTRONICO	L. 18.000
RS 93	INTERFONO PER MOTO	L. 23.500
RS 94	GENERATORE DI BARRE TV MINIATURIZZATO	L. 12.500
RS 95	AVVISATORE ACUSTICO DI LUCI DI POSIZIONE ACCESE PER AUTO	L. 8.000

Per ricevere il catalogo utilizzare l'apposito coupon.

COGNOME ______ NOME ______

INDIRIZZO ______

CAP ______ CITTA' ______

PROV. ______

SE-5/83

ULTIME NOVITA'

RS 96	ALIMENTATORE DUALE REGOLABILE ± 5/12 V	L. 21.000
RS 97	ESPOSIMETRO PER CAMERA OSCURA	L. 29.500
RS 98	COMMUTATORE AUTOMATICO DI ALIMENTAZIONE	L. 12.500
RS 99	CAMPANA ELETTRONICA	L. 18.500
RS 100	SIRENA ELETTRONICA BITONALE	L. 17.000
RS 101	SIRENA ITALIANA	L. 11.500
RS 102	MICROTRASMETTITORE SM RADIOSPIA	L. 14.000

Elettronica Sestrese S.r.l.

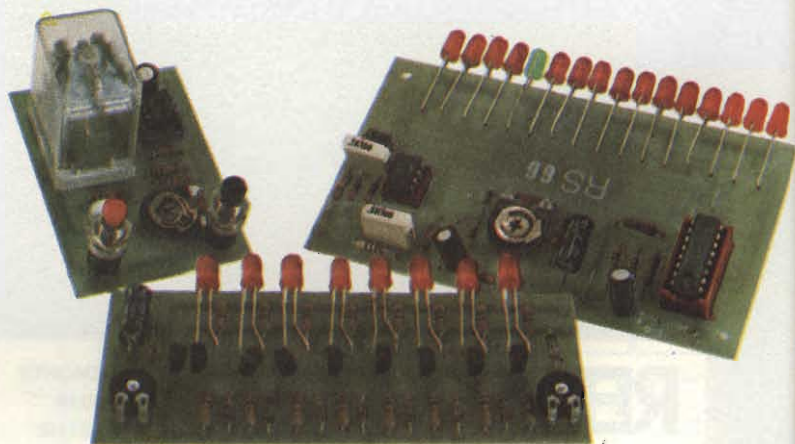
Via Chiaravagna 18 H - Tel. 675.201
16154 GENOVA - SESTRI

IN VENDITA PRESSO I MIGLIORI RIVENDITORI

Tabella 1 - Tensioni continue da applicare ai terminali del sensore.

N. terminale	indicazione	funzione		
5	IN	ingresso registro	—20	V
6	IN + TG2	ingresso gate + 2 gate trasferimento	0*	V
10	TG1	gate trasferimento 1	+7*	V
11	G_{BL}	gate di bloccaggio	—5	V
16	RG—	gate resistiva, terminale negativo	—2**	V
17	INT	gate integrazione	+10**	V
21	OD	uscita drain del "source follower"	+20...+30	V
22	NR	anello n^+	+15	V
23	RD	reset di drain	+14	V
24	OUT	uscita source del "source follower"	— Δ	
25	RG+	gate resistiva, terminale positivo	+8**	V
27	OG	gate di uscita	+2	V
28	SUB	substrato (massa)	0	V

* *Solamente per lettura diretta riga per riga. Per lettura interlacciata occorrono altri valori di tensione.*
** *Valore di riferimento; un valore trovato sperimentalmente spesso conduce a risultati migliori.*
Δ *Resistenza sorgente 10 kΩ.*

prendersi i pacchetti di cariche.

Contemporaneamente, il gate di trasferimento TG_2 provvede a separare l'area buffer dal registro di lettura. Al termine di ogni periodo di riga, la carica adunata sotto B_3 verrà trasferita al registro di lettura.

Durante il tempo in cui avviene questo trasferimento, il potenziale presente su B_2 viene ridotto, e ciò, per impedire che la carica ritorni di nuovo indietro verso B_1. La *figura 6a* illustra la sequenza degli impulsi che ha luogo nel caso di lettura diretta.

Per avere però un'immagine esente da sfarfallìo, si provvede a formare un secondo campo prodotto mediante una forma particolare di interlacciamento; quest'ultimo infatti viene attuato mescolando le righe adiacenti del secondo campo, per esempio 1/2 (riga 1 + riga 2), 1/2 (riga 2 + riga 3) ecc.

La *figura 5c* mostra come varia il contorno del potenziale attraverso il registro buffer nel caso di lettura interlacciata, mentre la *figura 6b* riporta la sequenza degli impulsi presenti per l'attuazione del secondo campo (il processo descritto indica una delle maniere con cui è possibile produrre un'immagine interlacciata ma non l'unica ovviamente).

3) Registro di lettura

Le righe come già detto, vengono lette da un registro P^2CCD a 4 fasi con reset e uscita a source-follower a due stadi (vedi *figura 7*). La *figura 8* mostra come deve essere la sequenza degli impulsi di pilotaggio del registro P^2CCD. Gli impulsi vengono ricavati in questo caso da un oscillatore principale a 15 MHz. L'ingresso al registro è attuato mediante una regione di diffusione n^+ e

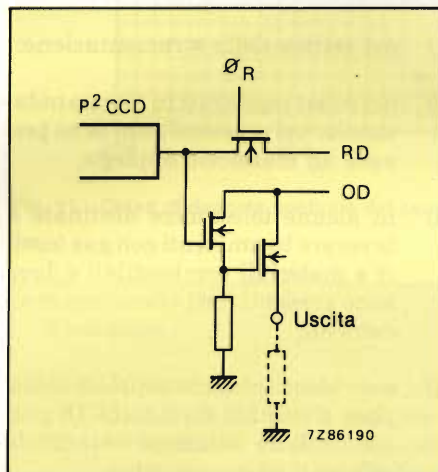



Fig. 7 - Uscita a source follower del P^2CCD.

un gate d'ingresso collegato al gate di trasferimento TG_2. Un gate di uscita provvede a collegare l'elettrodo di uscita Ψ 4 del P^2CCD allo stadio del follower.

In *figura 9* è riportata la caratteristica di trasferimento del sensore RGS alla temperatura di colore 2856 K; in *figura 11* si può vedere la risposta in frequenza del sensore in *figura 10* è riportato il contenitore del sensore con indicato vicino ai terminali, la sigla dei rispettivi segnali.

Nella *tabella 1* sono riportate le tensioni in continua da applicare ai terminali del sensore (vedi *figura 11*) mentre nella *tabella 2* sono indicate le tensioni di clock da applicare ai terminali in questione.

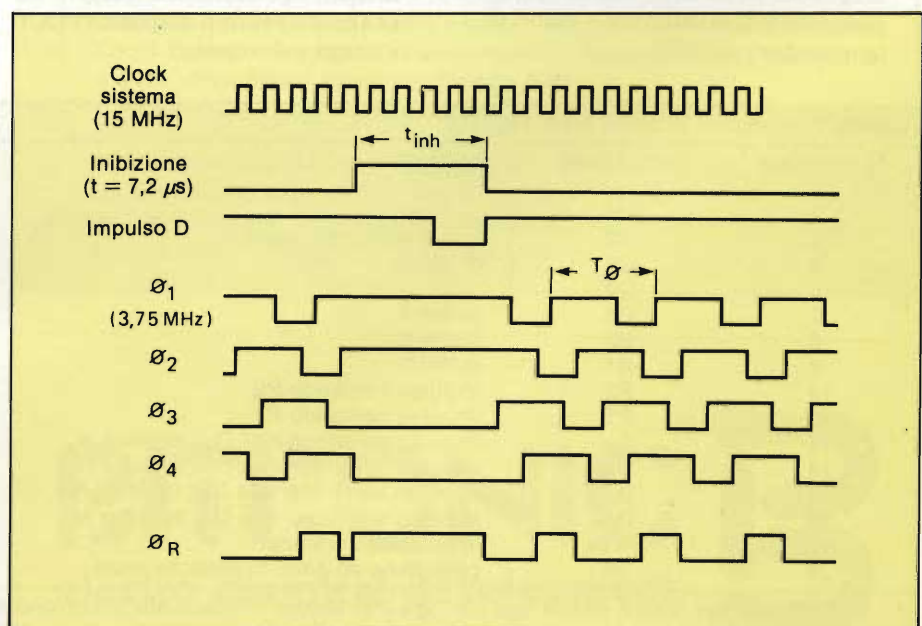



Fig. 8 - Impulsi di temporizzazione per lettura diretta.

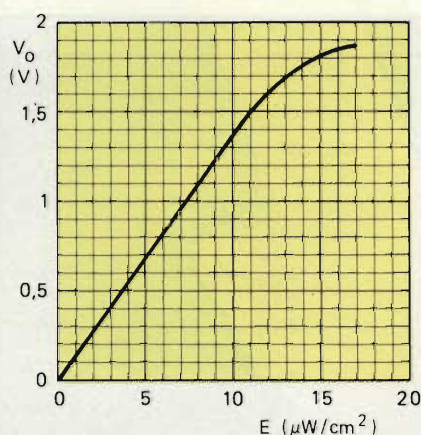



Fig. 9 - Tipica caratteristica di trasferimento del sensore RGS.T = 2856 K.

Caratteristiche e settori di applicazione

La buona risoluzione offerta da questo tipo di sensore è sufficiente in molti impieghi. La sensibilità è ottima, e la risposta al blu è eccellente. Quest'ultima caratteristica è dovuta al fatto che alcune parti della superficie fotosensibile non vengono rivestite con silicio policristallino.

I sensori d'immagine RGS, come del resto anche gli altri tipi di sensori allo stato solido, presentano nei confronti dei normali tubi da ripresa (vidicon) i seguenti vantaggi:

- dimensioni e peso estremamente ridotti;
- possibilità di sopportare senza danno urti e vibrazioni;
- insensibilità nei confronti di campi magnetici ed elettrici disturbanti;
- possibilità di funzionare a valori di temperatura elevati;
- bassa tensione di alimentazione, e di conseguenza, bassa potenza di richiesta;
- assenza di distorsioni geometriche nell'immagine riprodotta, e buona riproducibilità della medesima;
- lunghezza di vita praticamente illimitata.

Dopo quanto detto è facile concludere che questi dispositivi di ripresa allo stato solido consentiranno di realizzare telecamere estremamente piccole e leggere richiedenti una limitata circuiteria esterna e assorbimenti di corrente estremamente bassi. Sempre a causa delle caratteristiche peculiari di questi sistemi di ripresa TV allo stato solido, sarà possibile prevedere applicazioni non fattibili con i normali tubi da ripresa o economicamente non consigliabili.

Citiamo alcuni esempi:

1) nel settore della strumentazione;

2) nei robot impiegati in campo industriale: nei prossimi anni se ne prevede un massiccio impiego;

3) in alcune telecamere destinate a lavorare in ambienti con gas tossici e materiali combustibili e dove sono presenti forti vibrazioni meccaniche;

4) nei videocitofoni: accoppiati ai display a cristalli liquidi (LCD) possono offrire soluzioni veramente efficienti ed economiche;

5) in campo militare, per la guida dei missili; specialmente quando saranno disponibili dispositivi CCD a raggi infrarossi;

6) telecamere per uso domestico e per hobby;

7) specchietti retrovisori elettronici per camion (Rear mirror cameras).

Sensori TV presentati sul mercato

Attualmente sul mercato sono disponibili tre tipi di sensori d'immagine allo stato solido:

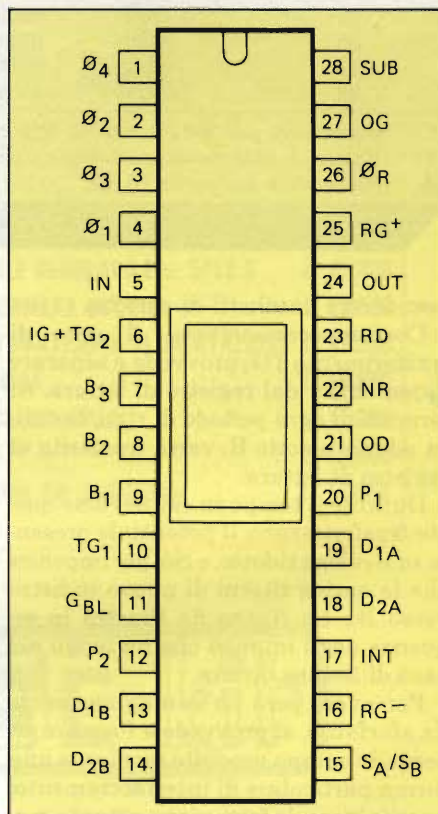



Fig. 10 - Simboli dei segnali da applicare ai terminali del contenitore del sensore RGS (visto dalla parte superiore). (vedi anche tabella 1 e 2).

Tabella 2 - Tensioni di clock (vedi Fig. 11)

N. terminale	indicazione	funzione	BASSO	ALTO	
1	Ø4	fasi di clock del registro di lettura	−7	+2**	V
2	Ø2		−7	+2**	V
3	Ø3		−7	+2**	V
4	Ø1		−7	+2**	V
7	B3	buffer 3	−5	+7*	V
8	B2	buffer 2	−6	+7*	V
9	B1	buffer 1	−7	+7*	V
12	P2	impulso comando P2	0	+15	V
20	P1	impulso comando P1	0	+15	V
13	D_{1B}	impulso selezione riga D_{1B}; registro B	0	+10	V
14	D_{2B}	impulso selezione riga D_{2B}; registro B	0	+10	V
18	D_{2A}	impulso selezione riga D_{2A}; registro A	0	+10	V
19	D_{1A}	impulso selezione riga D_{1A}; registro A	0	+10	V
15	S_A/S_B	impulso di partenza	0	+10	V
26	ØR	collegamento gate, transistore reset	0	+7	V

* *Solamente per lettura diretta riga per riga. Per lettura interlacciata occorrono altri valori di tensione.*
** *Valore di riferimento; una messa a punto particolare spesso conduce a risultati migliori.*

1) sensori di riga

2) sensori a matrice a bassa risoluzione

3) sensori a matrice ad elevata risoluzione.

Il sensore RGS è un sensore a bassa risoluzione (60.000 pixel). La casa produttrice di questo sensore prevede di mettere sul mercato tra breve anche un sensore ad elevata risoluzione.

Fig. 11 - Curva di risposta spettrale del sensore RGS.

1) Sensori di riga

Molti sono i costruttori che attualmente producono questo tipo di sensore. Il numero dei pixel riproducibili va da 128 a 2048, valore che per alcuni impieghi è più che sufficiente. Le ditte produttrici sono Fairchild, Reticon, ed alcune giapponesi (Sharp, Toshiba), quest'ultime specialmente per applicazioni fac-simile.

2) Sensori a matrice a bassa risoluzione

I pixel riproducibili non superano i 100.000. Le ditte che li producono possono fornire solo prototipi. La qualità dell'immagine riprodotta è buona. Le principali ditte produttrici sono: Philips, Fairchild, Hitachi, Thomson CSF. Alcune di queste, possono fornire, a livello dimostrativo, anche l'elettronica periferica.

3) Sensori a matrice a risoluzione elevata

I pixel riproducibili sono superiori a 100.000.

Si stanno stanziando in tutto il mondo forti somme d'investimento per la realizzazione di questi sensori. La tendenza è di riuscire a produrre 500 pixel per riga, per 600 righe naturalmente (300.000 pixel in totale). Si cerca d'integrare nel chip anche il filtro per la selezione dei tre colori primari dato che questo tipo di sensore dovrebbe riprodurre immagini a colori. Per ora però è già molto riuscire ad avere un chip che permetta di ottenere immagini monocromatiche con discreta definizione.

Il prezzo di questi dispositivi, prodotti a livello di prototipi, è elevatissimo. Le ditte costruttrici sono: Fairchild, Hitachi, MEC, Sony, Nec, EEV, RCA, Philips. ■

Bibliografia

1) J.G. van Santen: *Solid state imagig usig charge transfer principle.* Jap. J. Apply. Phys. 16 (1977) pag. 365-371.
2) H. Heyns, H.L. Peek e J.G. van Santen: *Sensore immagine con elettrodi resistivi* (in tedesco) Revue Tech. Philips 37 N 11/12 (1977/78) pag. 329-337.
3) Valvo: *Funzionamento dei sensori d'immagine TGS* (in tedesco). T.i. 820407.
4) Valvo: *Sensore d'immagine RGS* (data sheet). 11.1981.
5) John Miklosz: *Sensori CCD per il mercato consumer* (in inglese, disponibile).
6) David Burskj: *I sensori CCD aumentano di numero e di applicazioni,* (in inglese, disponibile), Electronic Design 1981.
7) *Sensore CCD, RGS, economico.* Funk-technik 38 (1983). 1 (in tedesco, disponibile).
8) Patrik de Halleuy: *Sensori d'immagini CCD: una partenza difficile* (in francese, disponibile) pag. 20-30 Inter-Electronique 1982.
9) M. Hermann e T. Wölber: *Sensore d'immagine di riga P²CCD 500B (in inglese, disponibile). E.C.A. Vol. 1 N.B. 1979.*

GRUPPI STATICI DI CONTINUITA': principio di funzionamento

a cura della Redazione

Viene illustrato sommariamente il principio di funzionamento di un gruppo statico di continuità convenzionale, e presentati alcuni tipi, tra i più significativi, esistenti in commercio.

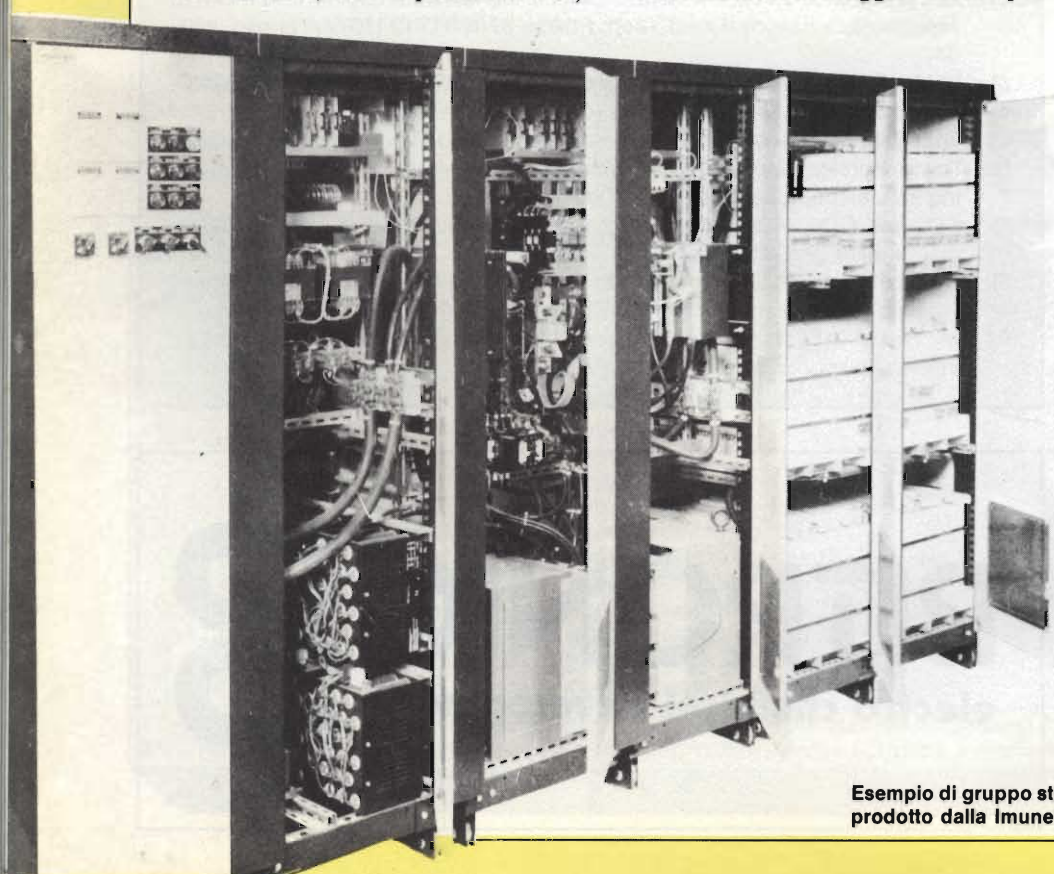
Nel campo della produzione e della distribuzione dell'energia elettrica indubbiamente sono stati compiuti continui miglioramenti. Non si può però fare a meno di notare che le apparecchiature elettroniche alimentate dalla rete sono soggette sempre di più a disturbi nel loro funzionamento dovuti a perturbazioni locali (interruzioni, picchi transitori in più o meno rispetto al valore nominale).

Tali disturbi, fino a pochi anni fa, sarebbero passati inosservati in apparecchiature meno sofisticate. Questi disturbi, (con durata da 1 a 100 ms), possono essere prodotti dalla messa in funzione di contattori, di motori, di interuttori di potenza, di apparecchi elettrodomestici ecc., tutti collegati alla rete di distribuzione alla quale sono collegate anche le apparecchiature più sofisticate, e possono dar luogo a transitori di tensione dell'ordine di 400/800 V.

Tra i disturbi di maggior durata possiamo citare le variazioni di tensione (percettibili come variazione di illuminazione delle lampade ad incandescenza), gli squilibri nella tensione trifase, le distorsioni dovute alla presenza di armoniche ed altre interruzioni prodotte da fenomeni atmosferici come neve, vento, temporali ecc.

Occorre tener presente che mentre alcune apparecchiature non risentono eccessivamente dell'influenza prodotta da disturbi della durata di qualche millisecondo (apparecchiature ospedaliere, luci di emergenza per sistemi di telecomunicazioni ecc. alle quali però non può venire a mancare la rete), questo non è il caso per i sistemi di elaborazione di dati (computer, strumentazione ecc.) nei quali un'eventuale interruzione di funzionamento o peggio un funzionamento sbagliato, prodotto dalle cause suddette potrebbe produrre conseguenze gravi e costose.

Occorre dire in proposito che i trasformatori d'isolamento e i regolatori di tensione risolvono in parte questi problemi, specialmente quelli riguardanti i disturbi di breve durata mentre ovviamente non risolvono affatto il problema dell'interruzione che può perdurare oltre una decina di millisecondi. I gruppi elettrogeni (motore + generatore) richiedono un notevole tempo per il loro avviamento.

Attualmente, la migliore soluzione agli inconvenienti sopracitati è offerta

Esempio di gruppo statico di continuità da 10 a 40 kVA trifase anch'esso prodotto dalla Imunelec.

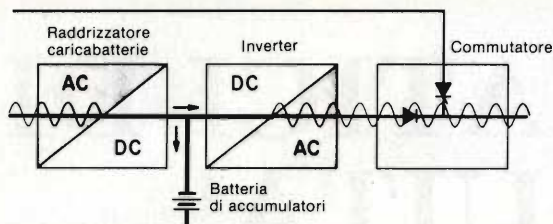



Fig. 1 - La tensione della rete (monofase o trifase), viene raddrizzata e provvede a caricare la batteria di accumulatori e ad alimentare l'invertitore. Il carico è alimentato dalla tensione alternata d'uscita dell'invertitore.

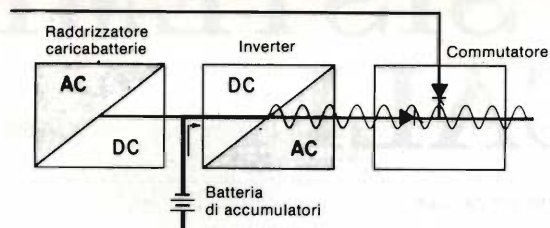



Fig. 2 - E' venuta a mancare la tensione della rete. L'invertitore viene alimentato dalla tensione continua fornita dagli accumulatori.

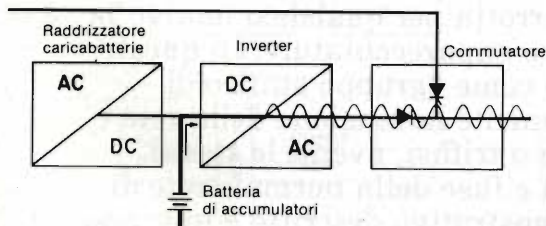
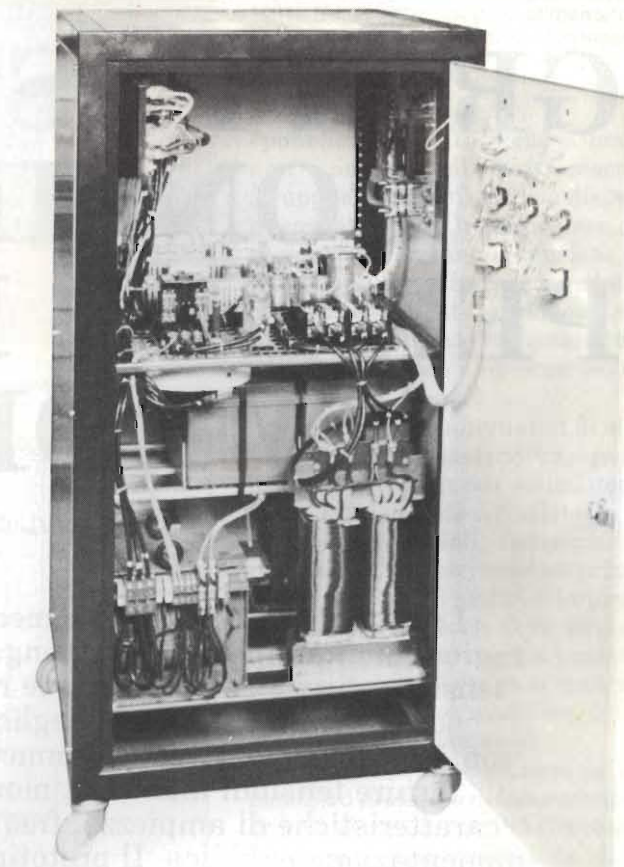



Fig. 3 - Il gruppo di continuità si è guastato. Un interruttore statico (e cioè realizzato con dispositivi di commutazione allo stato solido) provvede ad applicare al carico direttamente la tensione prelevata dalla rete.

Esempio di gruppo statico di continuità da 2 a 3 kVA monofase prodotto dalla Imunelec (Rappresentata in Italia dalla Euroelettronica).

dai cosiddetti *gruppi statici di alimentazione* nei quali la tensione della rete, opportunamente raddrizzata, viene utilizzata in parte per mantenere permanentemente a piena carica una batteria di accumulatori, ed in parte per alimentare un invertitore che provvederà a ricostruire una tensione alternata (monofase o trifase) avente le stesse caratteristiche di quella della rete.

Principio di funzionamento di un gruppo di continuità

Un gruppo di continuità standard è formato essenzialmente da un raddrizzatore, da un invertitore di potenza ac/dc e da una serie di accumulatori. In normali condizioni di funzionamento della rete, il blocco raddrizzatore provvede a caricare il gruppo di accumulatori, il quale una volta caricato, potrà fornire la tensione continua all'invertitore nel caso venisse a mancare la rete; lo stesso blocco provvede però a fornire anche la tensione continua di alimentazione dell'invertitore. La tensione alternata (monofase o trifase) di uscita dell'invertitore viene successivamente applicata al carico tramite un interruttore di trasferimento automatico. Questa condizione è riportata in *figura 1.*

Se la tensione della rete venisse a mancare, oppure se il suo valore scendesse al disotto di quello a norma, sarà la tensione continua disponibile ai morsetti del gruppo di accumulatori a continuare ad alimentare l'invertitore (*figura 2*). Nel caso in cui, (peraltro molto raro) che fosse lo stesso gruppo di continuità a non funzionare correttamente o nel caso venisse sovraccaricato, un interruttore by-pass sarà sempre in grado di applicare *direttamente* al carico la tensione della rete come appunto indicato in *figura 3*.

Questi interruttori o commutatori sono statici, realizzati cioè con dispositivi a semiconduttore e sono in grado di sopportare correnti di spunto di valore molte elevato.

Tipi di accumulatori impiegabili

Gli accumulatori impiegabili in un gruppo di continuità possono essere al calcio-piombo di qualità elevata, al piombo antimonio, al nichel-cadmio, nonchè quelli al piombo normalmente usati in campo automobilistico. I tipi completamente sigillati richiedono minore manutenzione.

In un gruppo di continuità, la batteria di accumulatori può sopperire alla tensione di rete per un tempo che può andare da 5 minuti a molte ore; la durata minima di questa fornitura ausiliaria della rete è però 30 minuti. Il tempo di ricarica di un gruppo di batterie è generalmente di 8, 12 o 24 ore.

Un gruppo di continuità tipico da 10 kVA incorpora di solito un sistema raddrizzatore/carica batteria capace di fornire una corrente continua di 115 A; di queste, 15 A servono per caricare il banco delle batterie completamente scariche, e 100 A servono a fare "girare" l'invertitore. Se il gruppo-batteria dovesse fornire corrente continua per 30 minuti con intensità di circa 10 A, occorrerebbe che ciascuna batteria avesse una capacità di 50 Ah, e con una corrente di ricarica di 15 A, potrebbe essere caricata in 5 ore. ■

GRUPPI STATICI DI CONTINUITA' PER EDP E SISTEMI MEDICALI

di L. Hampson/L. Cascianini Philips S.p.A

I settori dell'informatica e medicale sono quelli che, per ovvie ragioni, non ammettono che venga interrotta per qualsiasi motivo la tensione di rete che alimenta le relative apparecchiature. In questi casi, l'"alimentatore", meglio noto come "gruppo statico di continuità", deve sostituire immediatamente la tensione della rete e fornire tensioni alternate, monofasi o trifasi, aventi le stesse caratteristiche di ampiezza, frequenza e fase della normale rete di alimentazione pubblica. Il prototipo dimostrativo descritto è in grado di soddisfare a queste esigenze.

Tutte le apparecchiature elettroniche sono alimentate da una sorgente di tensione continua ottenuta per raddrizzamento della normale tensione di alimentazione della rete. Esistono apparecchiature che non possono rimanere in nessun istante private della tensione di alimentazione (apparecchi elettromedicali, e per "data processing", per esempio). Occorre quindi in questi casi prevedere sistemi di alimentazione *alternativi* alla tensione di rete; occorre in altre parole disporre di sistemi di alimentazione che entrino in funzione nell'istante stesso in cui, per qualsiasi motivo, venga a mancare la tensione della rete. E ciò allo scopo di consentire alle apparecchiature sopra citate di continuare a svolgere il loro lavoro.

Questi sistemi di alimentazione che sostituiscono la tensione di rete vengono chiamati *gruppi statici di continuità*, nel senso che continuano a fornire una tensione di rete anche quando quella

Foto A - Prototipo di laboratorio del gruppo di continuità descritto. È stato estratto il telaietto relativo ai circuiti di una sola fase dell'inverter.

Foto B - Parti fondamentali del gruppo di continuità; (a sinistra): filtro passa-basso d'uscita. (Al centro): modulo alimentatore. (A destra): modulo di comando dell'inverter.

"pubblica" (ENEL) viene a mancare non con sistemi elettromeccanici (gruppi elettrogeni) ma con dispositivi a semiconduttori. In particolare, questi sistemi trasformano la tensione continua di una batteria di accumulatori in una corrispondente tensione alternata trifase (o monofase) avente la stessa fase, frequenza e ampiezza della tensione di rete.

Questi sistemi alternativi di alimentazione hanno assunto una notevole importanza in questi ultimi tempi a causa della grande diffusione in tutti i settori commerciali, industriali e di produzione, dei microcomputer (memorie volatili). Altri settori d'impiego sono il campo medicale dove, ovviamente, le apparecchiature non possono arrestarsi nel caso venga a mancare la tensione della rete, e i sistemi di telecomunicazioni in generale.

In questo articolo illustriamo brevemente un *prototipo di laboratorio* di un gruppo di continuità. Più che come prototipo per una produzione di serie (gruppi di continuità già realizzati e disponibili sul mercato sono presentati in altra parte della rivista), il sistema descritto vuole dimostrare che il sistema di modulazione dell'ampiezza dell'impulso (PWM), basato sull'integrato HEF4752 V, e impiegato per il comando di un inverter destinato ad alimentare un motore a induzione trifase (vedi Selezione n. 10/1982 pag. 43 e pag. 47), può essere impiegato anche per realizzare un gruppo statico di continuità. Il problema in fondo è analogo: produrre, partendo da una tensione continua e tramite un inverter, una tensione alternata trifase (o monofase). L'unica differenza sta nel fatto che il sistema PWM, nel caso dei motori, era il sistema ideale per variare frequenza e ampiezza della tensione trifase ottenuta, al fine di variare la velocità di un motore a induzione; nel nostro caso, invece la frequenza e l'ampiezza devono rimanere fisse (50 Hz, e 220 V): ciò che si sfrutta del sistema PWM è in questo

Fig. 1- Schema a blocchi di un gruppo di continuità convenzionale.

Fig. 2 - Schema a blocchi di un gruppo di continuità basato sull'impiego dell'integrato dedicato HEF4752V. Questo integrato è in grado di fornire treni di impulsi di comando agli "interruttori" (tiristori o transistori) dell'inverter; i treni d'impulsi sono modulati in ampiezza (sistema PWM), e fanno pertanto circolare nel carico correnti con andamento sinusoidale.

caso, la sua caratteristica di fornire all'uscita dell'inverter tensioni alternate a bassissimo contenuto di armoniche, allo scopo finale di ridurre dimensioni e costo del componente più importante di un gruppo di continuità, e cioè il filtro *passa-basso d'uscita*, e di aumentare pertanto il rendimento di tutto il sistema.

Il prototipo dimostrativo è stato realizzato dalla Mullard, una consociata della Philips, ed è stato implementato su due moduli: (vedi bibliografia) uno provvede a fornire all'inverter gli impulsi modulati in ampiezza, l'altro contiene l'alimentatore del sistema, e il circuito che "sente" se nei circuiti passa corrente.

Le potenze trattate sono dell'ordine di 3 kVA nel caso di tensione di uscita trifase, e 2 kVA nel caso di uscita monofase; ovviamente, la struttura-base descritta (e cioè i moduli) potrà essere impiegata per comandare anche sistemi con valori di potenza più elevati.

Struttura di un gruppo di continuità convenzionale

In *figura 1* è riportato lo schema a blocchi di un gruppo di continuità convenzionale. L'ingresso è costituito normalmente dalla tensione di rete trifase, la quale viene successivamente raddrizzata fornendo in questo modo la tensione continua di alimentazione dell'inverter e quella per la ricarica della batteria di accumulatori-tampone. I dispositivi di commutazione dell'inverter sono nella maggior parte dei casi, costituiti da tiristori, che chiudono/aprono alla frequenza di 50 Hz, in maniera da fornire all'uscita dell'inverter forme d'onda quasi rettangolari (non è escluso che possano essere impiegati come "interruttori" per l'inverter anche darlington di potenza, GTO o transistori MOSFET di potenza). È un *filtro passa-basso* che provvede ad elimi-

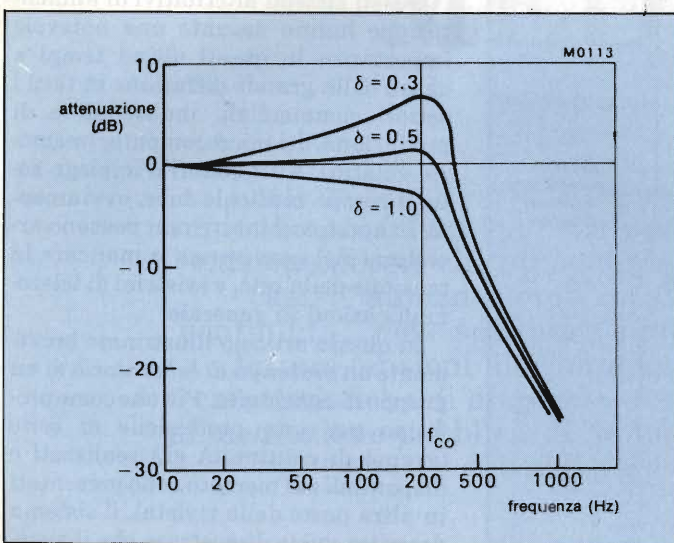



Fig. 3 - Curva di risposta del filtro (a sezione L) alle tensioni alternate di piccola ampiezza.

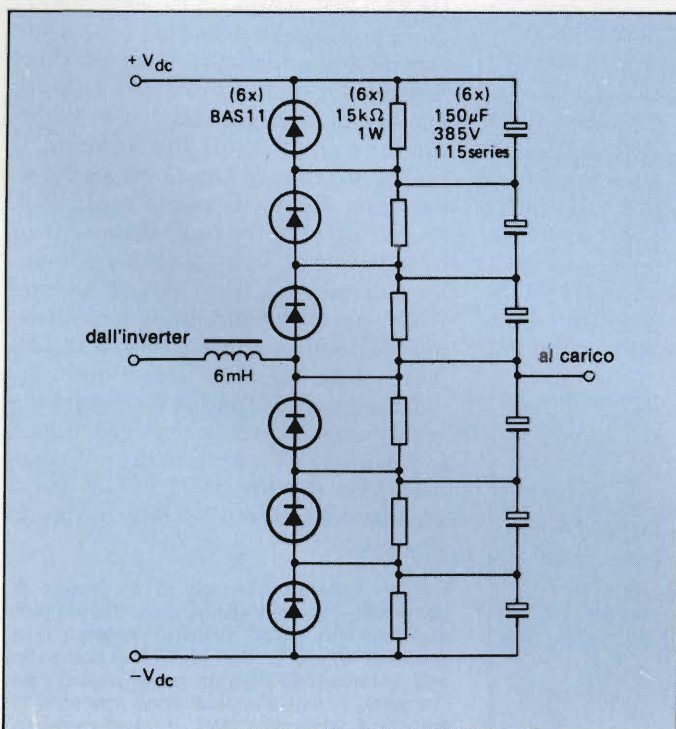



Fig. 4 - Struttura del filtro a L. (Si riferisce ad una sola fase).

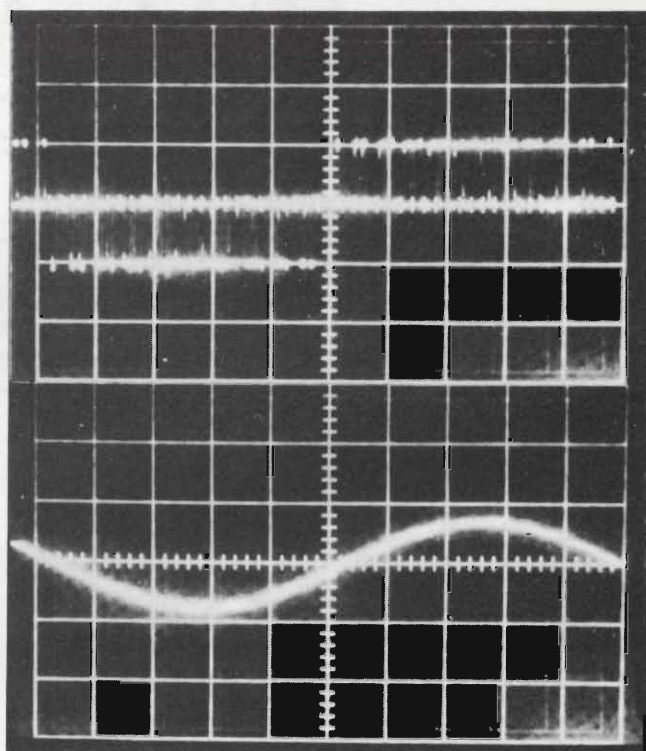



Fig. 5 - Forme d'onda delle tensioni a 50 Hz, da fase a fase, presenti rispettivamente all'ingresso e all'uscita del filtro.
Traccia superiore = tensione d'ingresso
Traccia inferiore = tensione d'uscita
Scala verticale = 200 V/divisione

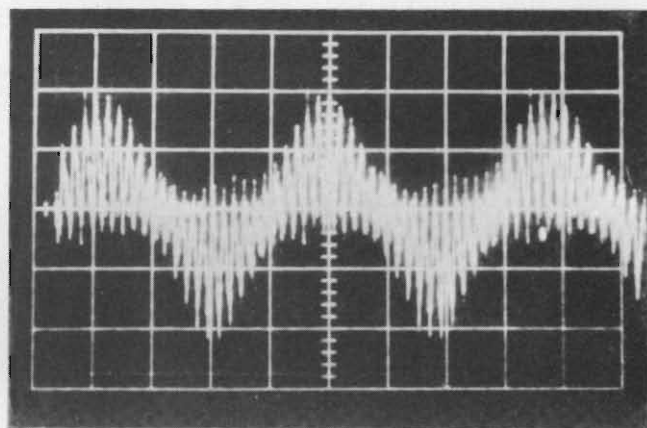



Fig. 6 - Forme d'onda della corrente di ondulazione circolante nei condensatori del filtro passa-basso.
Scala verticale = 2A/divisione

nare dalle tensioni di uscita quasi squadrate dell'inverter le armoniche in esse presenti, allo scopo di poter applicare al trasformatore di isolamento che segue una tensione di ingresso ad andamento pressochè sinusoidale. Questo trasformatore ha il compito di isolare il carico dalla tensione continua di alimentazione dell'inverter, fornendo nello stesso tempo ai suoi terminali d'uscita una tensione di rete standard.

In caso venisse a mancare la tensione della rete, la tensione continua di alimentazione dell'inverter verrebbe prelevata da una batteria di accumulatori collegata in parallelo all'uscita del raddrizzatore (batteria tampone). Se poi dovesse guastarsi anche il gruppo di continuità (eventualità improbabile), un interruttore statico provvederebbe ad applicare al carico *direttamente* la tensione alternata della rete.

La frequenza e la fase delle tensioni di uscita del gruppo vengono sincronizzate con quelle della tensione della rete mediante un sistema PLL (*P*hase-*L*ocked-*L*oop). Ciò riduce i disturbi eventualmente presenti nella tensione di uscita prodotti dal funzionamento dell'interruttore statico.

Il gruppo di continuità dovrà infine comprendere un sistema che possa "sentire" la presenza/assenza della corrente circolante nel carico, ed inoe mezzi per la stabilizzazione della tensione di uscita. Gruppi di continuità più complessi incorporano sistemi sofisticati di comando dell'inverter i quali consentono di variare la tensione di uscita da zero fino al massimo valore ammissibile.

Gruppo di continuità basato sul sistema PWM

Il prototipo descritto in questo articolo è un prototipo dimostrativo, come già detto, nel senso che vuole dimostrare i vantaggi derivanti dall'impiego del sistema PWM per il comando dell'inverter. il sistema PWM o sistema di modulazione dell'ampiezza dell'impulso è noto (vedi bibliografia).

Il prototipo comprende le funzioni che nello schema a blocchi del gruppo di continuità standard, riportato in figura 1, sono state racchiuse dentro la riga tratteggiata. Aggiungendo al sistema le funzioni che si trovano all'esterno della linea tratteggiata, sarà possibile ottenere un gruppo di continuità completo.

Il gruppo di continuità, essendo basato sul sistema di comando già impiegato per la regolazione della velocità dei motori a induzione, è incentrato sul circuito integrato LSI HEF 4752V, un circuito integrato capace di fornire ad un inverter trifase treni d'impulsi tali da produrre alla sua uscita tensioni ad andamento pressochè sinusoidale (oltre che variabili in frequenza e ampiezza, naturalmente). Delle possibilità di questo integrato viene sfruttata nel nostro caso, quella di fornire all'uscita dell'inverter tensioni sinusoidali esenti pressochè di armoniche. Ciò consentirà di semplificare enormemente la sezione di filtraggio del gruppo di continuità.

Fig. 7 - Schema a blocchi del modulo che provvede alla produzione degli impulsi di comando modulati in larghezza da applicare ai dispositivi di commutazione dell'inverter.

Stando così le cose, sarà pertanto sufficiente impiegare all'uscita un filtro passa-basso a sezione L, estremamente semplice. Ciò ovviamente non può aver luogo nei gruppi di continuità convenzionali, i quali fornendo tensioni di uscita con andamento pressochè rettangolare, e di conseguenza con alto contenuto di armoniche, richiedono, di regola, l'impiego di filtri di uscita estremamente complessi, e pertanto molto costosi. Occorre però dire che questi filtri, che tra l'altro sono anche ingombranti, riescono effettivamente ad eliminare dalle tensioni di uscita le armoniche, a prezzo però di una considerevole perdita di potenza, peggiorando in questo modo il rendimento complessivo del sistema.

Il motivo principale quindi per cui nel gruppo di continuità descritto è stato introdotto il sistema PWM di pilotaggio dell'inverter è che in questo modo è possibile alleggerire il lavoro del filtro di uscita. Un filtro più semplice vuol dire infatti costi e dimensioni ridotte, migliore risposta al transitorio e un più elevato rendimento del sistema.

Uno schema a blocchi del sistema di continuità descritto si può vedere in *figura 2*. Esso è formato dalle seguenti sezioni:

1) Un alimentatore/raddrizzatore convenzionale che fornisce la tensione continua per l'alimentazione dell'inverter (e per la ricarica degli accumulatori);

2) Un inverter a tre fasi, realizzato, per esempio, con 12 tiristori come quello descritto nel riferimento (2).

3) Un modulo generatore delle forme d'onda di comando dell'inverter.

4) Un circuito che "sente" la corrente trifase; per esempio, come quello basato su trasformatore DCCT descritto nel riferimento (3)

5) Un modulo contenente l'alimentatore per le tensioni basse richieste dal modulo (punto 3) e dai circuiti di controllo dell'utilizzatore.

6) Un filtro passa-basso

7) Un pannello di controllo per l'utilizzatore

8) Trasformatori d'isolamento.

Un prototipo di laboratorio del gruppo di continuità completo si può vedere nella foto A, nella quale è stato estratto il telaietto contenente il circuito di una sola fase dell'inverter. Nella foto B, si possono osservare le parti fondamentali del gruppo di continuità, costituite dal filtro passa basso d'uscita (il primo a sinistra), dal modulo che fornisce le tensioni continue di alimentazione del sistema (al centro), ed infine dal modulo di comando dell'inverter sul quale sitrova l'integrato HEF 4752V; (a destra).

In un precedente lavoro pubblicato in questa rivista è stata data una succinta descrizione del sistema di modulazione dell'ampiezza degli impulsi (sistema PWM), riferimento (7). Ripetiamo però che nel nostro caso, il sistema PWM incentrato sull'integrato HEF4752V, serve esclusivamente per avere all'uscita dell'inverter, tensioni sinusoidali a frequenza e a tensione fisse, e con basso contenuto di armoniche in modo da poter impiegare un filtro molto semplice come in precedenza accennato.

L'attenzione sarà pertanto d'ora in poi concentrata esclusivamente sulle regole da seguire per il corretto dimensionamento del filtro. I trasformatori d'isolamento non vengono descritti essendo tipi standard.

Potenze trattate dai gruppi di continuità

Normalmente, i gruppi di continuità partono da una rete alternata trifase; siccome però non sempre è disponibile la rete trifase, il prototipo dimostrativo illustrato è stato previsto per lavorare con una tensione di rete monofase (valore nominale 240 o 220 V). Pertanto, partendo da una tensione di rete monofase a 220 V, le massime tensioni e potenze (in kVA) fornibili dal sistema saranno le seguenti:

1) tensione in c.c. raddrizzata

La tensione continua (V_{cc}) necessaria al funzionamento dell'inverter è ottenuta raddrizzando la tensione alternata della rete. Impiegando un filtro di ingresso a choke, il valore di questa tensione continua (V_{cc}) è dato dalla seguente formula:

$$V_{cc} = 220 \times \sqrt{2} \times \frac{2}{\pi} = 198 \text{ V.}$$

In caso di improvvisa mancanza della tensione della rete, una batteria di accumulatori (stand-by), capace di fornire 200 V_{cc} sarebbe pertanto in grado di assicurare la continuità dell'alimentazione.

2) tensione di uscita dell'inverter

A modulazione massima e con uscita trifase, il valore della tensione di uscita (V_{o3}), da fase a fase, dell'inverter è data da:

$$V_{o3} = \frac{V_{cc}}{2\sqrt{2}} \times \sqrt{3} = 121 \text{ V}$$

Nel caso venisse impiegato un inverter con uscita monofase, la tensione di uscita V_{o1} sarebbe data da:

$$V_{o1} = \frac{V_{cc}}{\sqrt{2}} = 140 \text{ V.}$$

3) massima potenza d'uscita dell'inverter

Fig. 8 - Sistema di commutazione per poter passare da un'uscita trifase ad un'uscita monofase dell'inverter; nella figura,il commutatore si trova nella posizione per dare un'uscita monofase.

Se l'inverter ha un'uscita trifase, la massima potenza fornita e cioè P_{o3} sarà data da:

$$P_{o3} = \sqrt{3} \times V_{o3} \times I_{T(media)} \times \frac{\pi}{\sqrt{2}}$$

nella quale $I_{T(media)}$ è il valore medio della corrente circolante nei dispositivi di commutazione dell'inverter. Nell'inverter utilizzato per il prototipo di laboratorio descritto, i dispositivi di commutazione (con funzione di interruttori) erano i tiristori asimmetrici BT155 nei quali, in questo caso, circolava una corrente di conduzione con valore medio ($I_{T\ media}$) di 6,5 A (la temperatura della base di montaggio dei tiristori poteva arrivare fino a 85 °C).

In queste condizioni, la potenza di uscita trifase era la seguente:

$$P_{o3} = \sqrt{3} \times 121 \times 6.5 \times \frac{\pi}{\sqrt{2}} = 3.0 \text{ kVA}$$

Nel caso di inverter con uscita monofase, la massima potenza, e cioè P_{o1} sarebbe stata di:

$$P_{o1} = V_{o1} \times I_{T(media)} \times \frac{\pi}{\sqrt{2}}$$

$$= 140 \times 6.5 \times \frac{\pi}{\sqrt{2}} = 2.0 \text{ kVA.}$$

Sostituendo i tiristori asimmetrici BT155 con i più potenti BTW63, la corrente di conduzione (valore medio) circolante in ciascun ramo dell'inverter potrebbe arrivare fino a 22 A, per cui la potenza di uscita trifase (P_{o3}) assumerebbe il valore di 10,2, e quella monofase (P_{o1}) 6,8 kVA rispettivamente.

Dimensionamento del filtro trifase

La risposta di un filtro passa-basso, a sezione L, nei confronti di segnali di piccola ampiezza, è determinata dalla frequenza di taglio f_{co} e dal fattore di smorzamento δ. Indicando con L e C rispettivamente l'induttanza e la capacità del filtro, e con R_L la resistenza di carico di ciascuna fase, la frequenza di taglio f_{co} e il fattore di smorzamento (δ) saranno regolati dalle seguenti formule:

$$f_{co} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(LC)}} \quad (1)$$

e

$$\delta \simeq \frac{1}{2\sqrt{(LC)}} \left(\frac{L}{R_L}\right) \quad (2)$$

Per abbassare il costo del filtro, e di conseguenza, ridurre i suoi componenti, occorre assegnare alla frequenza di taglio un valore più elevato possibile. Nel gruppo di continuità descritto, sarà possibile ottenere una tensione di uscita avente un andamento sinusoidale accettabile (con ondulazione in alta frequenza inferiore al 5%), impiegando un filtro avente una frequenza di taglio corrispondente a circa 1/5 della frequenza di commutazione dell'inverter. Il numero degli impulsi per ogni ciclo della tensione di uscita potrà essere 15,21 oppure 30 (vedi rif. 4), corrispondenti alle frequenze di commutazione dell'inverter 750, 1050 e 1500 Hz rispettivamente. Occorre dire che la frequenza di commutazione di 1500 Hz dell'inverter (da non confondere con la frequenza della tensione di uscita che deve essere 50 Hz) corrisponderebbe al valore più elevato della frequenza di taglio del filtro, e di conseguenza, sarebbe quella da impiegare; è vero anche però che a questo valore di frequenza, le perdite dell'inverter assumerebbero un valore molto elevato. È per questo motivo quindi che alla frequenza di commutazione dell'inverter si è assegnato il valore di 1050 Hz. Ciò ha consentito di tollerare perdite di commutazione dell'invertitore accettabili, e nello stesso tempo di poter far lavorare il filtro con una frequenza di taglio di circa 200 Hz.

In *figura 3* si può vedere l'andamento della curva di risposta ai segnali di piccola ampiezza, di un filtro a sezione L lavorante con una frequenza di taglio di 200 Hz. Nella curva appare evidente che oltre la frequenza di taglio, il filtro dà un'attenuazione di 12 dB per ottava, mentre al disotto della stessa frequenza lascia passare tutte le basse frequenze; presenta cioè una buona caratteristica passa-basso. La frequenza della tensione d'uscita (50 Hz) viene a cadere proprio al centro della curva di lavoro del filtro, mentre la frequenza di commutazione dell'inverter e quelle delle relative alle bande laterali coincidono proprio con il tratto dove la curva presenta la massima attenuazione.

Noti i valori della resistenza di carico R_L e del fattore di smorzamento δ, l'induttanza e la capacità del filtro potranno essere calcolate ricorrendo alle equazioni 1) e 2). Se la tensione di fase fosse 70 V e la potenza nominale massima di uscita 2,5 kVA, R_L assumerebbe il valore approssimato di 6Ω. Assegnando a δ (fattore di smorzamento) il valore di 0,6, l'induttanza L e la capacità C del filtro assumerebbero i valori di 5,7 mH e 110 μF rispettivamente.

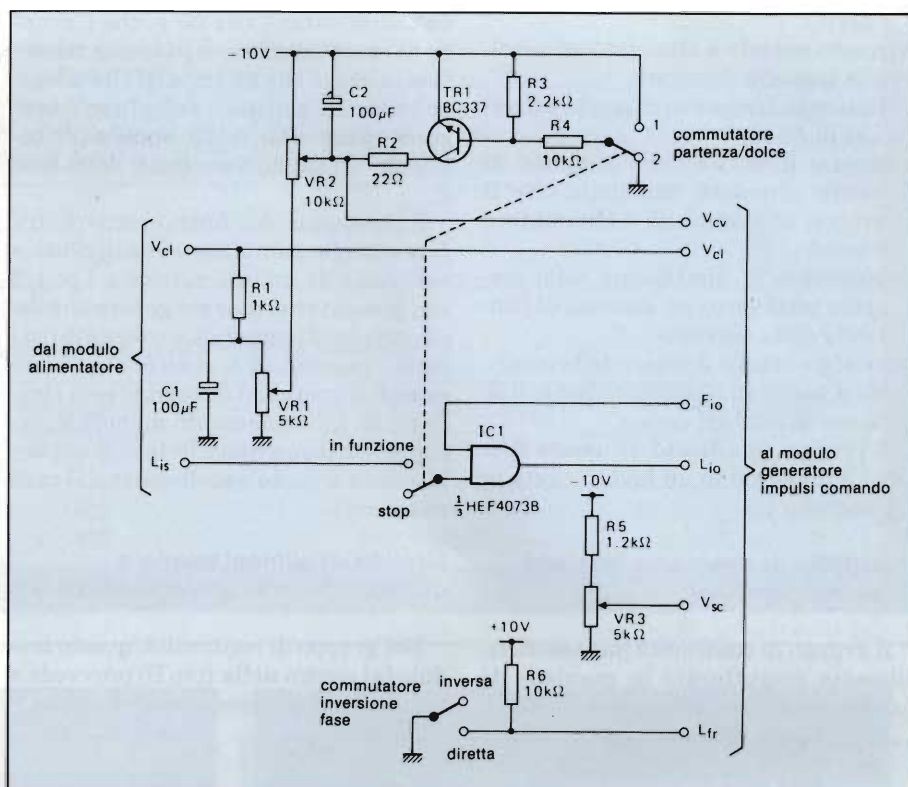



Fig. 9 - Funzioni e relativi circuiti contenuti nel pannello per l'utilizzatore.

In *figura 4* è riportato il circuito del filtro valido per una sola fase mentre in *figura 5* si possono vedere le forme d'onda delle tensioni rispettivamente d'ingresso e d'uscita del filtro. La rete di condensatori ai terminali d'uscita dell'invertitore è bilanciata in maniera tale che, in linea di massima, ai capi dei condensatori non potrà aver luogo un'inversione di polarità della tensione continua. Una strutturazione del filtro siffatta consentirà di impiegare condensatori elettrolitici, e di conseguenza, realizzare un filtro con dimensioni relativamente ridotte e costo ragionevole. Per essere poi sicuri che eventuali tensioni inverse siano sempre di valore inferiore a quello ammesso, si è provveduto a collegare in parallelo a ciascun condensatore un diodo di piccola potenza, (per esempio il BAS 11).

Le cadute di tensione, prodotte da questi diodi e presenti ai capi dei condensatori, vengono rese tutte uguali mediante resistori-partitori di tensione. Infine, siccome i due rami del filtro risultano in pratica collegati in parallelo, la capacità di ciascun ramo dovrà essere pressapoco di 50 μF.

Occorre tener presente che in questo particolare impiego, i condensatori lavorano con correnti di ondulazione molto elevate; è molto importante quindi scegliere un tipo adatto a sopportare queste correnti. È per questo motivo che in questo filtro sono stati impiegati i tipi con codice 115 caratterizzati per sopportare valori elevati di corrente di ondulazione, e di conseguenza, ideali per questo impiego. Osservando attentamente la *figura 6*, si può vedere che la corrente di ondulazione alla quale è sottoposto ciascun condensatore è formata in pratica da due componenti, e precisamente, da una corrente di ondulazione di bassa frequenza a 50 Hz (e cioè I_{50}) corrispondente alla tensione alternata di uscita del gruppo di continuità, e da una componente di ondulazione di alta frequenza a 1050 Hz (e cioè I_{1050}) prodotta dalla frequenza di commutazione dell'invertitore.

Gli avvolgimenti del filtro sono avvolti su nuclei a strisce di acciaio "Telcon", lavoranti alla massima densità di flusso di 1500 mT. Ciascun avvolgimento è formato da 90 spire di filo di rame smaltato avvolte in bifilare, e cioè 2x1,8 mm. Non è stato possibile impiegare un nucleo in ferrite in quanto a causa del valore dell'induttanza e del picco della corrente di linea, il filtro avrebbe assunto dimensioni e costo troppo grandi.

Comando, alimentazione e controllo del gruppo di continuità

Il "cuore" di questo gruppo di continuità è rappresentato indubbiamente dal modulo di comando (*figura 7*) e foto

B a destra.

Questo modulo è chiamato ad assolvere le seguenti funzioni:
— fissare la frequenza di uscita sul valore di 50 Hz
— fissare il valore della tensione di uscita alternata nominale che il gruppo di continuità è chiamato a fornire
— effettuare la limitazione della corrente attraverso un sistema di controllo della tensione
— rendere stabile il valore della tensione d'uscita indipendentemente dalle variazioni del carico.

Il preciso significato di queste funzioni è illustrato in un lavoro citato in bibliografia (7).

Possibilità di avere una tensione di uscita monofase

Il gruppo di continuità può essere facilmente ristrutturato in maniera da fornire un'uscita monofase al posto di un'uscita trifase. Per far sì che il gruppo di continuità lavori in uscita monofase, occorre che gli impulsi che pilotano i tiristori superiori della fase Y vengano comandati dagli impulsi di comando dei tiristori superiori della fase R.

Il passaggio dal funzionamento trifase a quello monofase viene in pratica realizzato da un interruttore a 4 poli, 2 vie, presente nel modulo generatore degli impulsi di comando e collegato tra i diodi "assorbitori di corrente" e i transistori di comando di uscita (vedi *figura 8*). In funzionamento monofase, occorrerà disconnettere la fase B oppure lasciarla a vuoto e scollegarla dal carico esterno.

Modulo di alimentazione e di controllo della corrente nel carico

Nel gruppo di continuità, questo modulo (al centro nella foto B) provvede a fornire tutte le basse tensioni richieste dal modulo di comando e dal pannello di controllo dell'utilizzatore; fornisce inoltre un segnale logico L_{is} che abilita-/disabilita tutto il sistema all'atto della sua messa in funzione o del suo bloccaggio, e un segnale isolato V_{cl} proporzionale alla somma dei "moduli" delle correnti trifase circolanti nel carico. Quest'ultimo segnale, e cioè V_{cl}, è fornito da un trasformatore DCCT esterno (vedi figura 1). Per la struttura e il funzionamento di questo particolare trasformatore che permette di accertare o meno se nel carico circola corrente, si rimanda ai punti (3) e (5) della bibliografia.

Pannello di controllo per utilizzatore

Questo pannello di cui in (*figura 9*) è riportato lo schema, contiene le seguenti funzioni:
— Partenza dolce

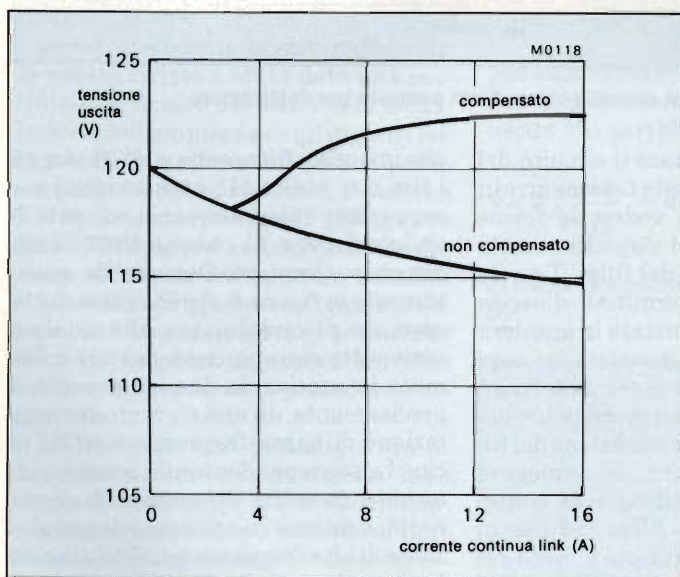



Fig. 10 - Tensione di uscita del gruppo di continuità in funzione della corrente continua di alimentazione dell'inverter.

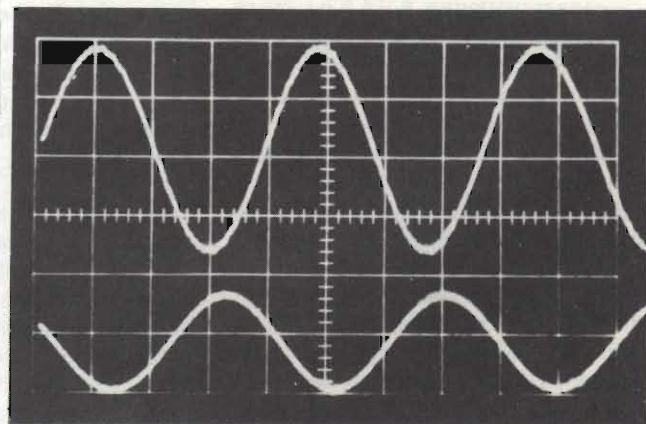
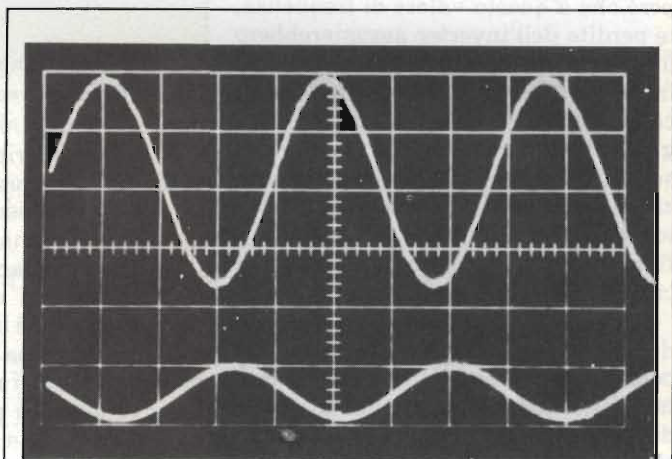



Fig. 11 - Tensione di uscita da fase a fase del gruppo di continuità (traccia superiore), e relativa corrente (traccia inferiore): (a) carico zero; (b) carico dimezzato; (c) carico massimo.
Scala verticale: 100 V/divisione (per la traccia superiore) 20 A/divisione (per la traccia inferiore).

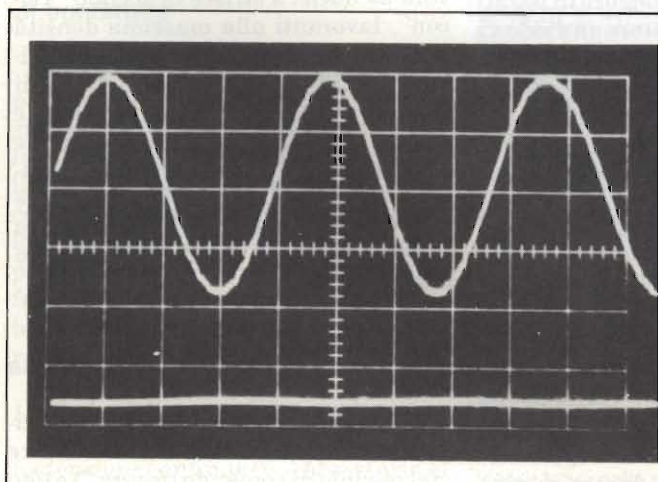



Tabella 1 - Rendimento del gruppo di continuità con carico resistivo trifase

Percentuale di carico rispetto al carico massimo (%)	Potenza c.c. all'ingresso (W)	Potenza in c.a. trifase applicata al carico (W)	Rendimento (%)
100	2656	2550	96
50	1330	1210	91
25	738	650	88

Tabella 2 - Rendimento del gruppo di continuità con carico resistivo monofase

Percentuale di carico rispetto al carico massimo (%)	Potenza c.c. all'ingresso (W)	Potenza in c.a.monofase applicata al carico (W)	Rendimento (%)
100	1947	1850	95
50	950	855	90

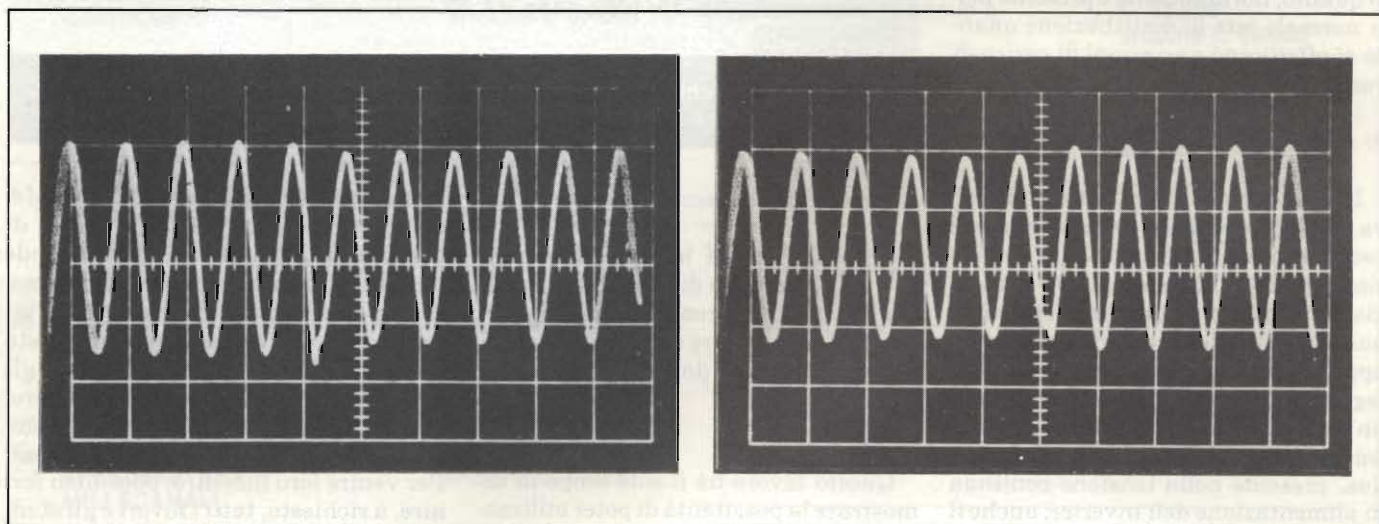



Fig. 12 - Transitorio presente sulla tensione di uscita del gruppo nel caso in cui si passi dal massimo carico al 50% del medesimo. (a) Passaggio da metà carico a carico massimo; (b) da carico massimo a metà carico. Scala verticale: 100 V/divisione.

— Stabilizzazione della tensione di uscita
— Circuito-porta per produrre il segnale L_{io} "chopperato"
— Controllo potenziometrico per la tensione V_{sc}
— Interruttore per l'inversione della fase.

Nella citata bibliografia, si troverà una breve illustrazione delle medesime. (7)

Prestazioni del gruppo di continuità

a) Correnti e tensioni di uscita

Nella *figura 11* sono riportate le forme d'onda delle tensioni e delle correnti di uscita del gruppo di continuità, le tensioni sono misurate da fase e fase, e le correnti si riferiscono, al caso in cui il gruppo di continuità lavori con carico zero (a), con carico dimezzato (b), oppure con carico massimo (c). La massima corrente di carico si ha quando il carico è dell'ordine di 2,5 kW. L'alternata residua presente sulla tensione sinusoidale, è prodotta, come si sa, dai singoli impulsi di comando dell'inverter, ed è dello stesso ordine di grandezza di quella presente nella tensione d'uscita dei gruppi di continuità convenzionali lavoranti cioè con tensioni di uscita a forma quasi quadrata.

Lo stesso andamento della forma d'onda della tensione e della corrente di uscita si registra nel caso di gruppo con uscita monofase, con la differenza però che in questo caso, la tensione di uscita risulterebbe aumentata di un fattore pari a $2/\sqrt{3}$.

b) Rendimento

Di regola, il rendimento di un gruppo di continuità si ottiene facendo il rapporto tra la potenza dissipata in un carico resistivo e la potenza d'ingresso in continua applicata all'inverter. Nella *tabella 1* sono riportate le misure relative ad un gruppo di continuità con uscita trifase (carico trifase), mentre quelle per un carico monofase sono riportate nella *tabella 2*.

c) Transitorio di tensione prodotto da una variazione di carico

Quando il gruppo di continuità subisce una variazione nel valore del carico, di regola, sulla tensione di uscita si osserva un transitorio; nel gruppo di continuità descritto, l'entità di questo

transitorio è stata misurata per due differenti condizioni di variazione di carico; e precisamente, passando da metà carico e al carico massimo, e dal carico massimo a metà carico. Le forme d'onda della tensione di uscita visualizzate durante queste variazioni di carico si possono vedere nella *figura 12*; appare evidente come quando si commuta da metà carico al carico massimo, il disturbo prodotto da questa commutazione (che si manifesta sottoforma di transitorio sovrapposto alla forma d'onda della tensione di uscita), compare al quinto ciclo; quanto invece si passa dal carico massimo al carico metà, questo disturbo compare nel sesto ciclo. In entrambi i casi, questo disturbo rappresenta soltanto circa il 30% del picco della tensione di uscita, e di conseguenza può considerarsi un valore accettabile, in quanto, normalmente è presente nella normale rete di distribuzione quando si effettuano variazioni di carico di questa entità.

d) Distorsione armonica complessiva

La distorsione armonica complessiva della forma d'onda della tensione di uscita quando si passa da zero al massimo carico, è inferiore al 3%. Il maggior contributo a questa distorsione non è imputabile ai segnali di comando applicati all'inverter (che, grazie all'integrato impiegato, consentono di dare un'uscita dell'inverter pressochè sinusoidale) ma piuttosto all'alternata residua, presente nella tensione continua di alimentazione dell'inverter; anche il filtro di uscita, seppure in piccola misura, contribuisce alla distorsione.

Bibliografia

(1) HOULDSWORTH, J.A. e ROSINK, W.B., *Introduzione ai sistemi di controllo PWM per la regolazione della velocità dei motori trifasi a induzione* (in inglese). Electronic Components and Applications. Vol. 2, No. 2, Febbraio 1980, pagg. 66..79.

(2) BUGRUM, F. e NIJHOF, E.B.G., *Invertitore per sistemi di controllo PWM della velocità dei motori* (in inglese) Electronic Components and Applications, Vol. 2, pag. 3, Maggio 1980, pagg. 130...142.

(3) HOULDSWORTH, J.A., *Toroidi in ferrite per la misura delle correnti* (in inglese), Electronic Components and Applications, Vol. 3, No. 2, Febbraio 1981, pagg. 101...109.

(4) STARR, B.G., e van LONN, J.C.F., *Un circuito integrato LSI per il controllo della velocità dei motori (in inglese). Vol. 2, No. 4, Agosto 1980. Pagg. 219...229.*

(5) BURGUM, F. e JANSSON, L.E., Alimentatore ausiliario per il sistema di controllo PWM della velocità dei motori trifase (in inglese), Electronic Components and Applications, Vol. 3, No. 4, Agosto 1981, pagg. 245...250.

(6) HOULDSWORTH, J.A. e SCHMICKL, H., *Condensatori elettrolitici per applicazioni industriali (in inglese), Electronic Components and Applications, Vol. 3,Maggio 1981, pagg. 167...180.*

(7) L. HAMPSON e L. CASCIANINI. Comando, alimentazione e controllo di un gruppo di continuità con HEF 4752V.

(8) L. CASCIANINI, *Regolatore di velocità per motori trifase.* SELEZIONE di tecniche elettroniche No. 10/1982 pagg. 43...46

(9) L. CASCIANINI, *Inverter trifase a transistori da 1,1 kW. SELEZIONE di tecniche elettroniche No. 10/1982, pagg. 47...52.*

La Redazione, a richiesta, è in grado di fornire gratuitamente e in lingua originale, tutti gli articoli citati nella bibliografia.

e) Fattore di potenza del carico

Le prime prove hanno dimostrato che questo gruppo di continuità soddisfa le normali esigenze commerciali in quanto può lavorare con carichi aventi fattori di potenza da 0,8 all'unità.

Conclusione

Questo lavoro ha il solo scopo di dimostrare la possibilità di poter utilizzare l'integrato HEF4752V, (originariamente progettato per sistemi di regolazione della velocità dei motori a induzione) anche per realizzare gruppi di continuità. Esso quindi non pretende di aver dato tutte le indicazioni necessarie per la *realizzazione pratica* di un gruppo di continuità basato su questo integrato, ma piuttosto stimolare gli specialisti di questo settore a trovare, partendo da queste premesse, le soluzioni più adatte alle loro applicazioni. Per venire loro incontro, possiamo fornire, a richiesta, tutti i lavori e gli studi in lingua originale riportati nella bibliografia.

abbonarsi convienе

.. si risparmia fino al 30%

PROPOSTE	TARIFFE *
1) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE**	**L. 28.000** anzichè L. 35.500
2) Abbonamento annuo a **SELEZIONE**	**L. 24.000** anzichè L. 29.000
3) Abbonamento annuo a **CINESCOPIO**	**L. 26.000** anzichè L. 33.000
4) Abbonamento annuo a **MILLECANALI**	**L. 29.000** anzichè L. 36.000
5) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE**	**L. 52.000** anzichè L. 64.000
6) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + CINESCOPIO**	**L. 54.000** anzichè L. 68.000
7) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + MILLECANALI**	**L. 56.000** anzichè L. 71.000

PROPOSTE	TARIFFE *
8) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + CINESCOPIO**	**L. 48.000** anzichè L. 62.000
9) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + MILLECANALI**	**L. 51.000** anzichè L. 65.000
10) Abbonamento annuo a **CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 53.000** anzichè L. 69.000
11) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + CINESCOPIO**	**L. 76.000** anzichè L. 97.000
12) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + MILLECANALI**	**L. 80.000** anzichè L. 100.000
13) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 74.000** anzichè L. 97.500
14) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 75.000** anzichè L. 98.000
15) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 100.000** anzichè L. 133.000

ATTENZIONE
Per sottoscrivere abbonamento utilizzare il tagliando inserito nella pagina a lato.

*** Per abbonamento annuo estero queste tariffe devono essere aumentate del 50%.**

Le riviste leader in elettronica

SINTETIZZATORE DI FREQUENZA PER RICEVITORI FM

Intervallo tra i canali: 50 kHz

di Mathias Eichelbronner - Parte prima

In generale, i sintonizzatori Hi-Fi a sintesi di frequenza attualmente offerti sul mercato sono pilotati da un microprocessore e perciò piuttosto complicati. Questo articolo descrive invece un circuito che funziona con la medesima precisione, ma è equipaggiato con semplici circuiti digitali e permette di pilotare qualsiasi gruppo VHF sintonizzato a varicap. La spaziatura dei canali ricevuti sarà di 50 kHz, con tutta l'esattezza e la stabilità garantita dal quarzo.

Il principale vantaggio della ricezione canalizzata consiste nel fatto che le stazioni possono essere selezionate senza ricorrere a ritocchi della sintonia. In secondo luogo è possibile compensare la deriva termica del sintonizzatore, in modo che non sia necessaria una nuova regolazione dell'accordo dopo il riscaldamento del ricevitore. L'indicatore digitale della frequenza sarà inoltre molto più chiaro e preciso di una normale scala parlante.

Schema a blocchi funzionale

In *figura 1* è possibile osservare le varie funzioni del circuito nel suo complesso. La frequenza dell'oscillatore del gruppo VHF viene captata, amplificata e divisa per quattro in un divisore ECL. I segnali a livello ECL vengono successivamente convertiti nel livello TTL ed applicati all'ingresso di un divisore programmato, che abbassa la frequenza secondo il fattore impostato mediante il predispositore delle frequenze, fino ad ottenere un segnale d'uscita con frequenza di 12,5 kHz. Quest'ultimo viene applicato, insieme alla frequenza di riferimento proveniente dall'oscillatore quarzato, che è anch'essa di 12,5 kHz, ad un comparatore di fase. Gli scostamenti tra il valore effettivo e quello della frequenza di riferimento sono rilevati ed inviati all'integratore, che eseguirà la necessaria regolazione della tensione di sintonia destinata alla polarizzazione del diodo varicap: questa funzione completa l'anello di regolazione.

La frequenza di ricezione desiderata verrà impostata direttamente mediante il codice BCD, oppure indirettamente mediante un contatore avanti/indietro, al quale è accoppiato pure un visualizzatore digitale della frequenza. Quest'ultima soluzione è certamente più impegnativa, ma offre una maggiore comodità e dovrebbe perciò essere accolta con maggior favore.

Fig. 1. Schema a blocchi di un ricevitore FM a sintetizzatore di frequenza.

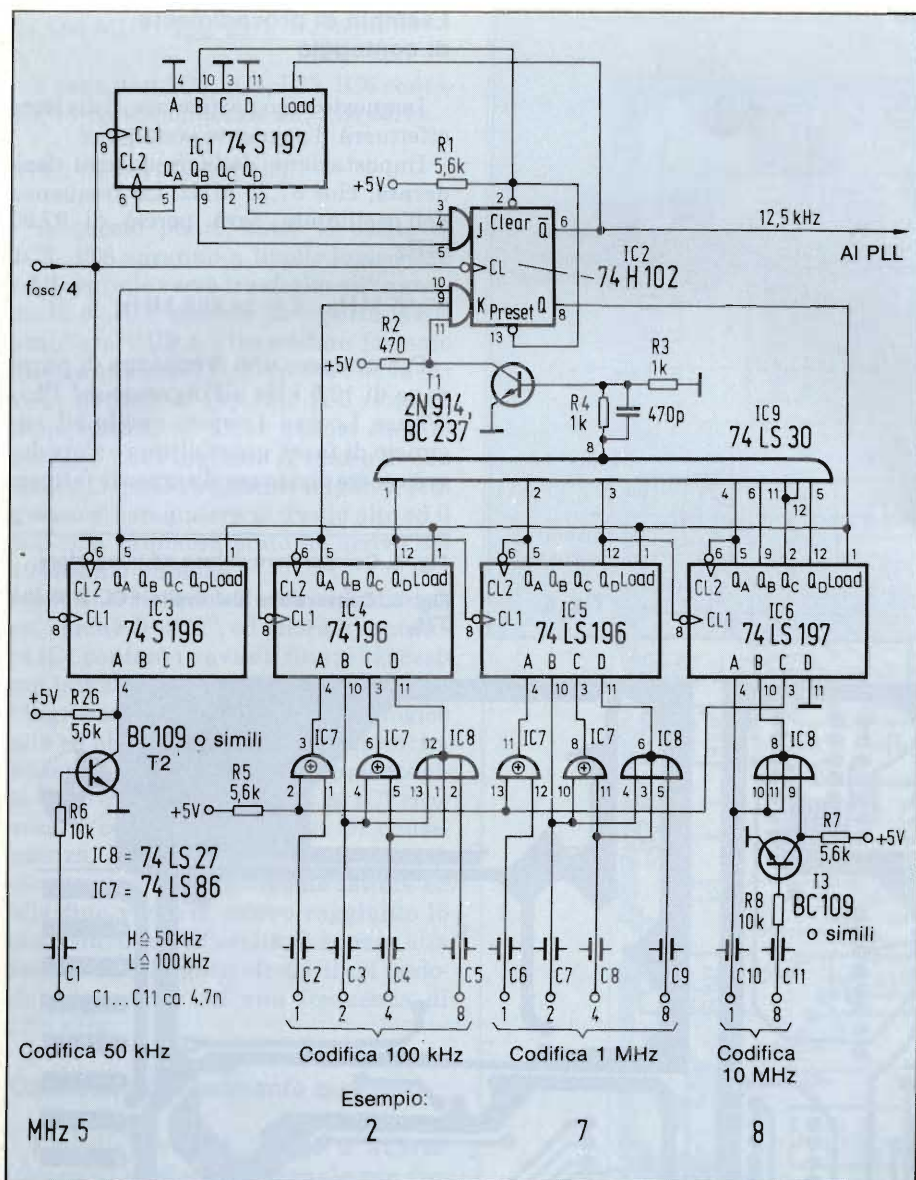



Fig. 2. Divisore di frequenza programmabile.

Divisore programabile come contatore all'indietro

Senza dubbio, il divisore programmabile è il componente più importante di tutto il circuito (*figura 2*). Il divisore potrebbe essere paragonabile ad un contatore all'indietro, programmabile mediante bit in parallelo; esso viene predisposto per la cifra "x", che costituirà il fattore di divisione. Successivamente, il contatore effettua il conteggio inverso fino a raggiungere la cifra zero.

Lo stesso scopo potrà anche essere raggiunto mediante un contatore in avanti quando, invece del numero "x", venga impostato il suo complemento a 9. Avverrà perciò un conteggio in avanti fino a raggiungere il numero 9. Un contatore esadecimale permetterà di ottenere il medesimo scopo, impostando però il complemento a 15 del numero desiderato. Le porte logiche IC7, IC8 ed i transistori T2 e T3 provvedono ad eseguire questa complementazione. Occorre però notare che la frequenza dell'oscillatore non è uguale alla frequenza di ricezione. L'oscillatore produrrà sempre una frequenza superiore a quella del segnale, e la differenza corrisponderà alla media frequenza di 10,7 MHz: questo valore dovrà perciò essere sottratto dalla frequenza del segnale d'ingresso. Per meglio comprendere come avviene questa elaborazione, sarà bene far riferimento al seguente esempio:

Supponiamo che la frequenza da ricevere sia di 87,25 MHz, che presuppone una frequenza di oscillatore pari a 97,95 MHz (87,25 + 10,70 = 97,95). Le porte logiche dei contatori decimali IC3, IC4 ed IC5 trasformano il numero impostato nel suo complemento a 9. Il complemento a 9 del numero 1 è 8, quello dello 0 è 9, quello di 5 è 4, eccetera.

Il contatore esadecimale IC6 viene caricato con il complemento a 14 del numero impostato, per cui dal numero 8 viene ricavato un 6: il contatore conterà perciò fino a 15, cioè nove impulsi in tutto. Mediante questa decodifica verrà raggiunto lo stato corrispondente a 10, che corrisponde alle due cifre più significative del valore della media frequenza (10,7 MHz). I rimanenti 0,7 MHz vengono ricavati dal contatore IC1 e dal flip flop JK IC2. IC1 è predisposto sulla cifra 2 e conterà fino a 14, cioè fintanto che le uscite QB, QC e QD non assumano tutte il livello logico "1". Di conseguenza verranno contati dodici impulsi. IC2 necessita di due altri impulsi per commutare il suo stato e tornare allo stato originale: occorreranno perciò 14 impulsi in tutto, cioè il doppio di 7.

Questo raddoppio è già previsto nel progetto, in quanto IC3 è collegato in modo da effettuare una divisione per 2: in questo caso, i successivi flip flop di conteggio non saranno necessari, in quanto la frequenza dovrà essere commutata soltanto tra 50 e 100 kHz. L'ingresso A viene perciò pilotato con il complemento a 9, impostando la cifra 5 con un livello logico basso e lo zero con il livello alto. Per ottenere il complemento sarà sufficiente un invertitore, ottenuto mediante un normale transistore NPN (T2).

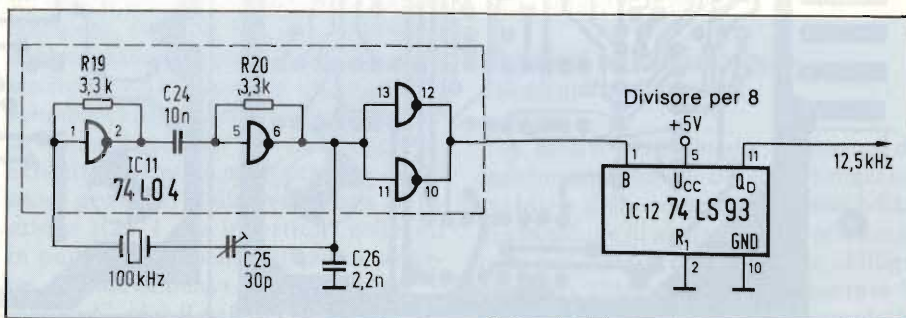
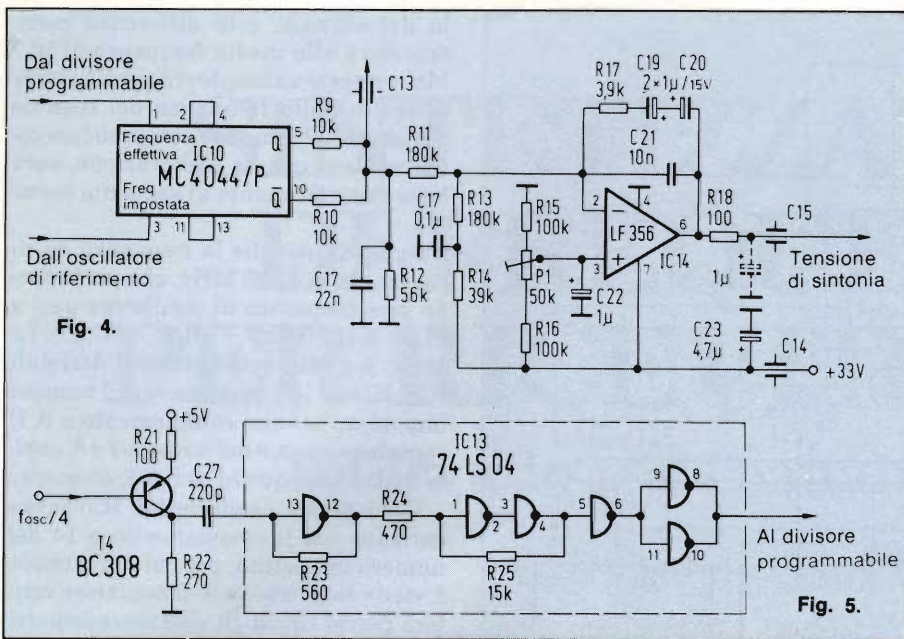



Fig. 3. Oscillatore di riferimento a quarzo da 100 kHz e divisore per 8.

Esempio di procedimento di conteggio

In questo caso particolare, il divisore effettuerà il seguente conteggio:

Impostazione della frequenza desiderata, cioè 87,25 MHz. La frequenza dell'oscillatore sarà perciò di 97,95 MHz;

97,95 MHz : 4 = 24,488 MHz

Per ottenere una frequenza di paragone di 12,5 kHz all'ingresso del PLL (Phase Locked Loop = anello ad aggancio di fase), quest'ultimo valore dovrà essere diviso per il seguente fattore:

Fig. 4. Comparatore di fase ed integratore.

Fig. 5. Conversione dal livello ECL al livello TTL.

Fig. 6. Faccia inferiore incisa del circuito stampato.

Fig. 7. Faccia incisa superiore del circuito stampato (lato componenti).

24,488 MHz : 12,5 kHz = 1959

I contatori IC3, IC4, IC5, IC6 contano, in corrispondenza ai 97,25 MHz:

972,5 . 2 = 1945 impulsi.

A questo punto, tutte le uscite di IC3...IC6 saranno a livello logico alto ed il segnale verrà trasferito all'ingresso K di IC2 tramite una porta AND ampliata (IC9 e l'invertitore formato dal transistore T1). Durante i suddetti 1945 impulsi, il flip flop IC2 rimarrà nello stato Q = "1", in quanto sia l'ingresso J che l'ingresso K sono a livello basso. Dopo il 1945esimo impulso, l'ingresso K commuterà al livello alto ed il flip flop cambierà stato all'arrivo del 1946esimo impulso.

IC...IC6 ricevono il comando di carico, perchè Q = "0", ed allora il contatore IC1 conterà in avanti fino al 1958esimo impulso di sincronismo. Alla fine, l'ingresso J commuterà al livello logico alto ed al 1959esimo impulso di sincronismo, IC2 commuterà nuovamente allo stato originale (Q = "0") ed IC1 riceverà il comando di carica. Di conseguenza, la frequenza d'ingresso verrà divisa per il corrispondente fattore ed alla fine verrà di nuovo raggiunto lo stato iniziale. All'uscita Q appare una sequenza di impulsi stretti, il cui periodo corrisponde ad una frequenza di 12,5 kHz.

Oscillatore di riferimento quarzato

L'oscillatore stabilizzato a quarzo (*figura 3*) produce un segnale con frequenza di 100 kHz, che viene diviso per 8 da IC12, in modo da ottenere all'uscita una frequenza di 12,5 kHz. Le due frequenze, cioè la frequenza di riferimento e quella effettiva verranno confrontate dal comparatore di frequenza e fase IC10 (*figura 4*). Per differenze molto elevate tra le due frequenze, il circuito funzionerà come discriminatore di frequenza mentre, se la differenza sarà piccola, funzionerà come discriminatore di fase. Il segnale di uscita da IC10 (piedino 5) ha la forma di una sequenza di impulsi, che viene integrata mediante R9/R10 e C17 ed in seguito verrà nuovamente generata la tensione di sintonia, tramite l'integratore attivo IC14. P1 serve a regolare il punto di lavoro dell'integratore. Questo circuito funziona anche con altre tensioni di alimentazione, cosicchè la tensione di sintonia potrà essere adeguata a quella richiesta dal gruppo VHF impiegato.

Per adattare il livello ECL del segnale $f_{osc}/4$ al livello TTL necessario per la successiva elaborazione, occorrerà il convertitore rappresentato nello schema di *figura 5*. In questo schema, T4 è un convertitore d'impedenza al quale è collegato, tramite C7, un invertitore controreazionato mediante R23. Questo circuito ha lo scopo di aumentare la sensibilità. Successivamente, il segnale viene applicato ad un trigger di Schmitt realizzato mediante due invertitori provvisti della resistenza di reazione R25. I due invertitori collegati in parallelo, presenti all'uscita, servono esclusivamente ad aumentare il "fan-out", cioè il carico che sarà possibile collegare all'uscita stessa. I circuiti finora esaminati (*figure 2 ... 5*) sono disposti sul modulo effigiato nella fotografia all'inizio dell'articolo. Le piste di rame del circuito stampato e la disposizione dei componenti appaiono nelle *figure 6, 7* ed *8*.

Fig. 8. Disposizione dei componenti sul circuito stampato: divisore programmabile, oscillatore di riferimento, PLL ed integratore ed infine convertitore ECL - TTL.

Istruzioni per il montaggio del circuito stampato

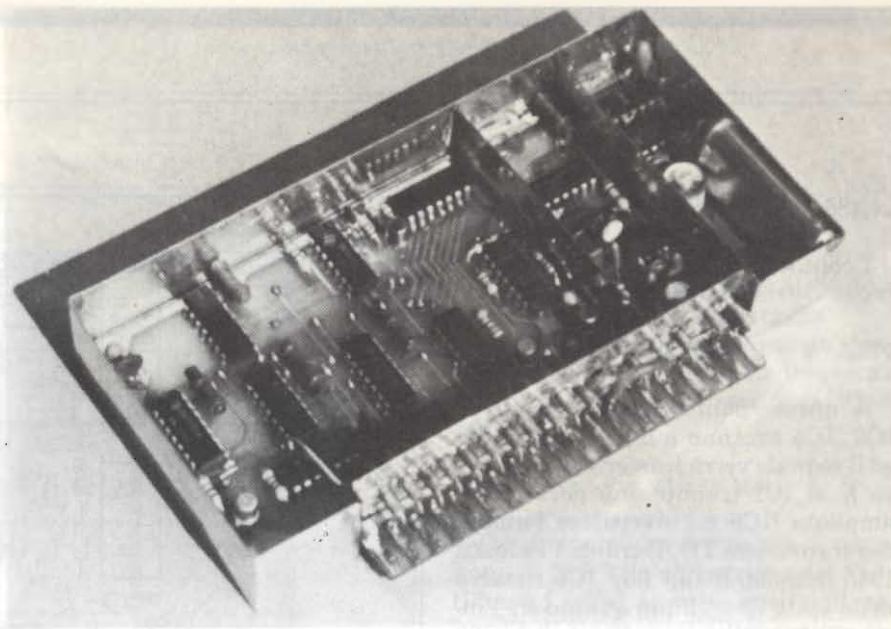
A motivo dell'elevata frequenza di funzionamento del divisore programmabile e della conseguente possibilità di emissione di armoniche, la schermatura dell'intero gruppo sarà un obbligo assoluto. Occorrerà perciò montare il circuito in un contenitore completamente schermato, costruito con lamierino stagnato spesso almeno 0,5 mm. Il

coperchio ed il fondello dovranno essere saldati alle pareti laterali. Saranno inoltre necessari condensatori passanti di disaccoppiamento (C1...C16) con capacità di circa 4,7 nF, in modo da evitare che i conduttori della tensione di alimentazione e dei dati possano irradiare disturbi ad alta frequenza.

Per garantire un funzionamento più sicuro del circuito, sono inoltre previsti condensatori di filtro e di livellamento sui conduttori della tensione di alimentazione. I condensatori di filtro C28, C30...C36 e C38 dovranno essere del tipo ceramico da 1...10 nF. Per i condensatori di livellamento C29, C37, C39 sarà opportuno impiegare componenti al tantalio oppure elettrolitici da 2,2...10 μF.

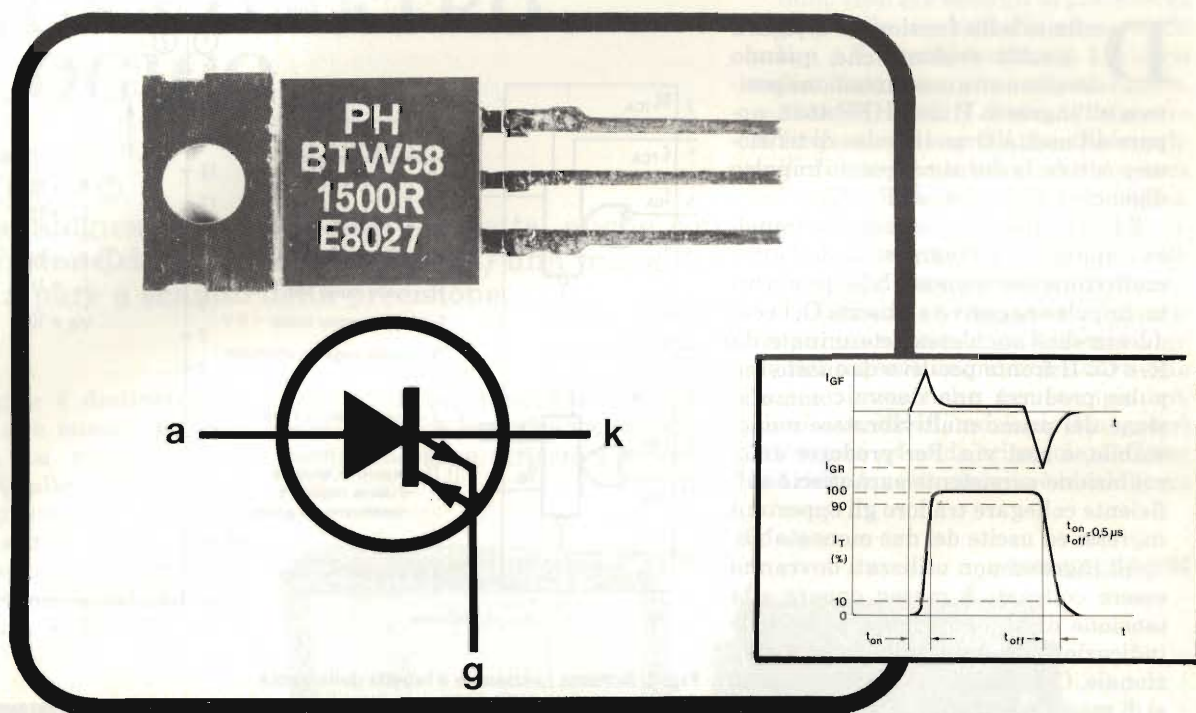
È inoltre consigliabile saldare l'involucro del quarzo al lamierino di schermatura. Anche le pareti di separazione tra il divisore programmabile, il PLL e l'oscillatore dovranno essere saldate, in modo da evitare reciproche influenze tra i diversi sottogruppi. Durante il montaggio di questi schermi di separazione sarà inoltre necessario fare attenzione a non provocare inavvertitamente cortocircuiti tra la massa e la tensione di + 5 V presente sulle piste del circuito stampato.

Il circuito stampato completo dovrà essere possibilmente montato lontano dal gruppo VHF, per limitare al massimo la possibilità di interferenze. Ancora per i suddetti motivi, la frequenza $f_{osc}/4$ verrà trasferita dal primo divisore all'ingresso del convertitore ECL/TTL tramite un cavo coassiale da 50 Ω. La tensione di sintonia verrà trasferita al gruppo VHF tramite un cavo schermato del tipo usato in audiofrequenza. I conduttori della tensione di alimentazione dovranno avere una sufficiente sezione, specie quelli del circuito di massa. Il circuito stampato è munito di una contattiera a pettine con 20 contatti a passo 5 mm.

Durante il montaggio dei componenti, sarà necessario saldare per primi i contatti passanti che uniscono le piste disposte sulle due faccie del circuito stampato, in quanto alcune di queste connessioni sono sottostanti ai circuiti integrati. E' anche opportuno ricordare la necessità di montare il ponticello che unisce C9 al piedino 12 di IC17, nonchè il ponticello che va dal condensatore passante C13 all'uscita del PLL. Quando il circuito è nello stato di agganciamento di fase, sarà presente a questa uscita una tensione di 2,8 V. I contatti per il connettore al margine del circuito stampato dovranno essere stagnati, per impedire l'ossidazione e per garantire un buon contatto elettrico. ■

PHILIPS

GTO:

il vero interruttore allo stato solido per impieghi industriali

Il GTO (Gate-Turn-Off), grazie a decisive innovazioni tecnologiche, è il primo dispositivo a semiconduttore che combina l'elevata tensione di blocco, caratteristica dei tiristori, con l'elevata velocità di entrata o meno in conduzione, caratteristica dei transistori bipolari e darlington. **Con esso si può quindi aprire (o chiudere) mediante un segnale positivo (o negativo) in gate, un circuito caratterizzato da tensioni e correnti elevate. E' pertanto un interruttore statico perfetto.**
Il suo codice commerciale è **BTW 58**; possiede tre terminali (anodo, catodo, gate). Strutturalmente è identico ad un tiristore (quattro strati pnpn).

Del tiristore possiede infatti la caratteristica di entrare in conduzione all'atto dell'applicazione di un impulso positivo in gate. Del transistore possiede la caratteristica di cessare la conduzione all'atto dell'applicazione di un impulso negativo in gate. La struttura a quattro strati (pnpn) consente al BTW 58 di sopportare tensioni di apertura dell'ordine di 1500 V.
Il BTW 58 è in grado di chiudere un circuito nel quale può circolare una corrente di 5 A con soli 100 mA in gate. Puó sopportare, indenne, correnti fino a 50 A, e può essere protetto mediante fusibile. Il BTW 58 può aprire e chiudere un circuito in meno di 0,5 μs.
Grazie a queste caratteristiche eccezionali, il GTO prevede un vasto campo di applicazioni quali:
- alimentatori a commutazione per impieghi generali
- invertitori
- accensione elettronica degli autoveicoli
- controllo del motore e del sistema di riscaldamento negli apparecchi elettrodomestici
- stadi finali di riga dei televisori.

Per facilitarne il montaggio, il BTW 58 ha un contenitore plastico TO-220AB.

Philips S.p.A. Sez. Elcoma - P.za 4 Novembre, 3 - 20124 Milano - Tel. 6752.1

CONVERTITORE TENSIONE-FREQUENZA CON DUE MULTIVIBRATORI MONOSTABILI

Dr. Ing. Harald Hintz

Il circuito integrato LOCMOS HEF 4528, che contiene due multivibratori monostabili in grado di fornire impulsi d'uscita diretti ed invertiti, potrà essere trasformato in un oscillatore pilotato in tensione con l'aggiunta di soli quattro componenti esterni.

Fig. 3. Diagramma della durata degli impulsi d'uscita T_p, in funzione della capacità del condensatore C_t.

Dalla tabella funzionale di *figura 1* risulta evidente che, quando avviene una commutazione positiva all'ingresso I1 dell'HEF 4528, appare all'uscita O un impulso di tensione positiva; la durata di questo impulso dipenderà dai valori di R_t e C_t.

Il fronte discendente di questo impulso, applicato all'ingresso I_0 dell'altro multivibratore monostabile, produrrà un impulso negativo all'uscita O, la cui durata sarà anch'essa determinata da R_t e C_t. Il fronte positivo di questo impulso produrrà una nuova commutazione del primo multivibratore monostabile, e così via. Per produrre un'oscillazione persistente sarà perciò sufficiente collegare tra loro gli opportuni ingressi ed uscite dei due monostabili.

Gli ingressi non utilizzati dovranno essere collegati a massa oppure alla tensione di alimentazione, secondo le indicazioni desunte dalla tabella funzionale. Ciò vale anche per i due ingressi di reset C_D non utilizzati (*figura 2*). L'avviamento delle oscillazioni avverrà grazie alla reazione capacitiva tra l'uscita O_B e l'ingresso I_{1A}.

I valori dei componenti che determinano le durate degli impulsi potranno essere ricavati dalle curve di *figura 3*, che sono state tratte dal foglio dati del circuito integrato. Le durate degli impulsi d'uscita riportate sull'asse delle ordinate del diagramma valgono per uno dei due monostabili. La frequenza dell'oscillazione sarà perciò determinata dai valori uguali tra loro dei due resistori e dei due condensatori R_t e C_t, secondo la seguente formula:

$$f = \frac{1}{(2 \cdot T_p)}$$

ingressi			uscite	
$\bar{I}_0$	I_1	$\bar{D}_D$	O	$\bar{O}$
⌊	L	H	⊓	⊔
H	⌈	H	⊓	⊔
X	X	L	L	H

H = livello logico alto ~ VB
L = livello logico basso ~ 0 V
⌊ = fronte negativo d'impulso
⌈ = fronte positivo d'impulso
⊓ ⊔ = impulsi di tensione d'uscita negativi e rispettivamente positivi
X = stato dell'ingresso non significativo

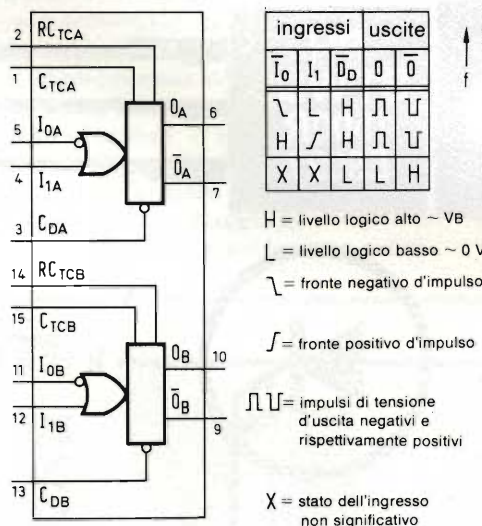



Fig. 1. Schema funzionale e tabella della verità del componente HEF 4528.

Fig. 4. Due curve ricavate da misure, che mostrano l'andamento della frequenza in funzione della tensione di pilotaggio.

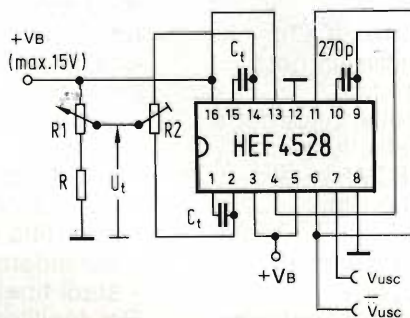



Fig. 2. Schema di un semplice convertitore tensione - frequenza, che potrà essere impiegato per ottenere una frequenza massima di 2 MHz.

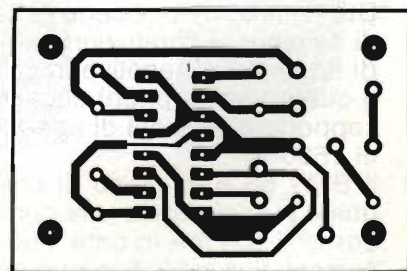



Fig. 5. Basetta stampata adatta al montaggio del piccolo circuito.

Per le frequenze più basse, T_p potrà essere calcolato con la formula:

$Tp = K \cdot R_t \cdot C_t$

dove

$K = 0,42$ per $V_B = 5$ V
$K = 0,32$ per $V_B = 10$ V
$K = 0,30$ per $V_B = 15$ V

Questi valori sono validi nel caso che i resistori R_t siano collegati alla tensione di alimentazione V_B ($V_t = V_B$). Diminuendo la tensione di pilotaggio V_t, potrà essere ottenuta una variazione di frequenza entro un rapporto 1 : 4 ... 1 : 5. In *figura 4* sono illustrate due curve caratteristiche misurate.

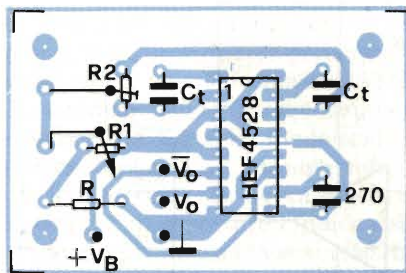



Fig. 6. Disposizione dei componenti per il convertitore tensione - frequenza da montare sul circuito stampato di figura 5.

La massima frequenza che è possibile ottenere con questo circuito sarà di circa 2 MHz. Nello schema completo (figura 2), R1 serve a determinare la frequenza ed $R2 = 2 \cdot R_t$ serve a rendere simmetrica la tensione d'uscita. Il circuito potrà essere montato su una basetta preforata oppure su un piccolo circuito stampato ricavato dalla serigrafia di *figura 5*, mediante impressione fotografica diretta di una lastrina ramata sensibilizzata. ■

FREQUENZIMETRO ANALOGICO

di Dieter Nüehrmann

La misura analogica delle frequenze permette, anche con l'attuale diffusione degli strumenti digitali, una maggiore economia, sia pure a scapito della precisione.

L'apparecchio è destinato specialmente alle misure in bassa frequenza. La visualizzazione del valore avverrà sulla scala lineare di un normale strumento a bobina mobile, divisa in 10 settori uguali, con le suddivisioni numerate da 0 a 10, che permettono una chiara lettura del valore della frequenza.

Caratteristiche tecniche

Il campo di variazione delle tensioni d'ingresso, entro il quale l'apparecchio può funzionare senza inconvenienti, è compreso tra i limiti di 50 mVeff e 4 Veff. Il campo delle frequenze misurabili va da 10 a 100 kHz, ed è suddiviso in quattro portate: 100 Hz, 1kH, 10 kHz e 100 kHz fondo scala.

Il campo delle frequenze misurabili potrà essere ampliato aggiungendo una quinta portata, ossia un quinto contatto ai commutatori rotativi coassiali S1 ed S2. Il condensatore di misura per quest'ultima portata avrà il valore di 100 pF ed i collegamenti che vanno dal piedino 5 (TAA 7161 A) al commutatore e da questo all'emettitore del BC 107 B dovranno essere più corti possibile ad a bassa capacità: la frequenza massima arriverà a circa 500 kHz.

Sono stati già stabiliti in precedenza i limiti della tensione d'ingresso: da 50 mV a 4 V (tensioni efficaci). I relativi valori di picco saranno rispettivamente 141 mV ed 11,3 V. Volendo misurare le frequenze di segnali che abbiano livelli di tensione inferiori, dovrà essere collegato all'ingresso un preamplificatore monostadio a transistore. La misura delle frequenze di segnali con livelli di tensione superiori potrà avvenire collegando all'ingresso un opportuno partitore di tensione. Le forme d'onda del segnale da misurare dovranno essere simmetriche: per esempio tensioni sinusoidali, tensioni rettangolari e tensioni ad onda triangolare. Come già detto, questo circuito è ideale come

Fig. 1. Schema elettrico del frequenzimetro analogico.

complemento di un generatore di nota. Lo strumento potrà anche essere adattato a funzionare come contagiri su un autoveicolo.

Elaborazione dei segnali nel circuito

Lo schema elettrico del frequenzimetro appare in *figura 1*. L'inseguitore di emettitore BF 256 B ha due funzioni: garantire un ingresso ad alta impedenza (circa 4,5 MΩ ed inoltre pilotare a bassa impedenza il successivo amplificatore TAA 761 P (oppure 861), collegato come trigger di Schmitt. L'uscita dell'amplificatore operazionale pilota, tramite i quattro condensatori che definiscono le portate, il transistore BC107 B, che funziona da integratore; nel circuito di collettore di quest'ultimo è inserito lo strumento di misura. Un alimentatore, munito di regolatore di tensione a tre terminali (12 V), completa il circuito. L'oscillogramma rappresentato in *figura 2* (segnale sinusoidale a 15 kHz) è stato rilevato all'ingresso del transistore ad effetto di campo ed ha in questo caso una tensione di 6 V picco-picco. Lo stesso segnale sarà anche presente al terminale di source e perciò all'ingresso dell'amplificatore operazionale. L'ampiezza di quest'ultimo segnale sarà di circa il 10% inferiore rispetto al livello del segnale d'ingresso. La tensione ad onda quadra che appare all'uscita dell'amplificatore operazionale (misurata al piedino 5) avrà un valore di picco uguale alla tensione di alimentazione (in questo caso 12 V). In *figura 3* è rappresentato l'oscillogramma di quest'ultima tensione, con la caratteristica forma a tetto del tratto orizzontale superiore: questa forma è dovuta al processo di integrazione dipendente dalla corrente assorbita dai transistore. L'oscillogramma di figura 3 è stato ripreso secondo una scala verticale delle tensioni che non corrisponde a quella delle altre figure. In *figura 4* è visibile la forma d'onda presente all'e-

Fig. 2. Segnale presente all'ingresso ed al terminale di source (15 kHz).

Fig. 3. Segnale di uscita dell'amplificatore operazionale.

Fig. 4. Segnale presente all'emettitore del BC 107 B (8 Vp-p).

mettitore del BC 107 B: un segnale simmetrico ad onda quadra con livello di 8 Vp-p. L'ampiezza di questo segnale non varierà con le variazioni dell'ampiezza del segnale che appare in figura 3, dovute per esempio a variazioni della tensione di alimentazione rispetto al valore di 12 V riportato sullo schema.

Taratura dello strumento

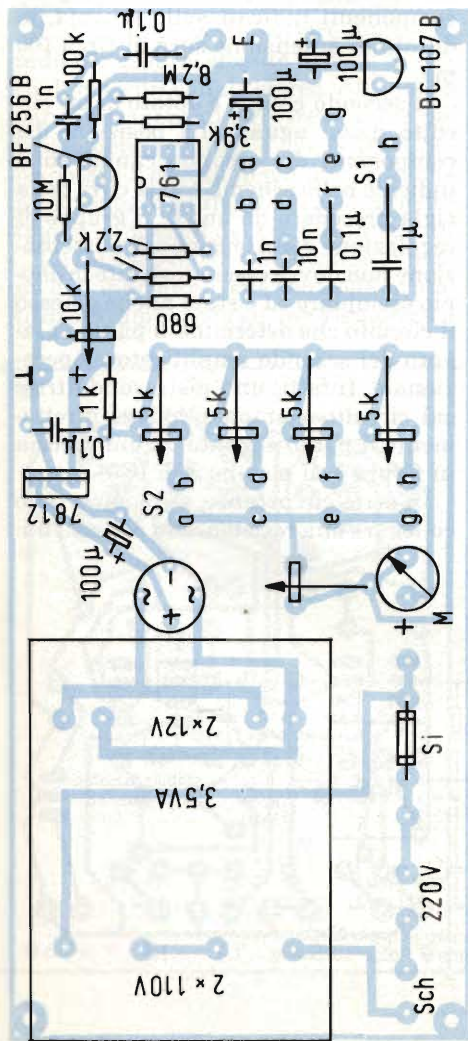
Collegare dapprima al punto 5 (uscita dell'amplificatore operazionale) un tester, predisposto per la scala di 10 V. Bisognerà ora regolare il potenziometro P1 in modo che il potenziale al piedino 5 sia al limite dell'inversione di livello (il cursore del potenziometro sarà all'incirca in posizione centrale). Ora non rimane altro da fare che eseguire la taratura: questa è un'operazione molto semplice, che richiede soltanto l'impiego di un generatore di frequenza campione tra 10 Hz e 100 kHz.

Chi non disponga di un tale strumento potrà procedere come segue: montare condensatori di misura che corrispondano con la massima precisione possibile ai valori indicati sullo schema. Collegare poi all'ingresso la tensione a frequenza di rete prelevata al secondario di un trasformatore (50 Hz, 2 V), predisponendo il frequenzimetro per la portata di 100 Hz fondo scala di condensatore da 1 μF. Mantenendo P6 in posizione centrale, dovrà essere regolato P2 fino a portare l'indice dello strumento al centro della scala (50 Hz). In questo modo la taratura della portata più bassa sarà esatta. Collegare ora all'ingresso un normale generatore di bassa frequenza e regolare la frequenza fino a portare l'indice dello strumento al valore "100 Hz". Mantenendo la frequenza d'ingresso a questo valore di 100 Hz, passare alla portata immediatamente superiore e regolare P5 in modo che l'indice dello strumento si porti in corrispondenza della prima divisione della scala (100 Hz). Procedere nello stesso modo per la taratura delle restanti portate. Quello appena descritto non è certamente il metodo più preciso, ma è sufficiente per molti impieghi.

Valori misurati sul circuito e caratteristiche dello strumento di misura

Ecco ora alcuni livelli che dovranno essere misurati in diversi punti del circuito. Al punto 5 dell'amplificatore operazionale dovrà essere presente un segnale simmetrico ad onda quadra di circa 10 Vp-p (figura 3).

Lo strumento indicatore dovrà essere un microamperometro a bobina mobile, provvisto di una scala suddivisa in 10 parti uguali. La corrente di fondo scala dello strumento non dovrà superare i 330 μA: andranno ugualmente bene strumenti da 100 o 200 μA f.s. La corrente che attraverserà lo strumento è determinata dal valore dei componenti R_i, P2, R_a e P3....P6. Il valore totale della resistenza inserita nello schema di figura 1 sarà di 5,3 kΩ e, con uno strumento ai limiti dell'accettabilità (330 μA f.s.), potranno essere misurati al collettore del BC 107 B le seguenti tensioni:

Fig. 5. Disposizione dei componenti sul c.s.

ELENCO DEI COMPONENTI

Semiconduttori:

1: TAA 761 A
1: BF 256 B
1: BC 107 B
1: 7812
1: Raddrizzatore B 50 C 1000
1: Trasformatore 2 x 12 V/3,5 VA

Resistori da 0,25 W:

1: 680 Ω
1: 1 kΩ...5 kΩ (vedi testo)
2: 2,2 kΩ
1: 3,9 kΩ
1: 100 kΩ
1: 8,2 MΩ
1: 10 MΩ

Potenziometri:

4: Trimmer da 5 kΩ,
1: Trimmer da 10 kΩ,
1: Trimmer (P2, vedi testo)

Condensatori:

2: 1 nF
1: 10 nF
3: 0,1 μF
1: 1 μF

Condensatori elettrolitici:

3 100 μF/35 V

Varie

1: fusibile da 0,1 A
1: interruttore di rete
2: boccole
1: commutatore rotativo 2 vie 4 posizioni
1: strumento di misura 100 o 200 μA f.s.
1: manopola

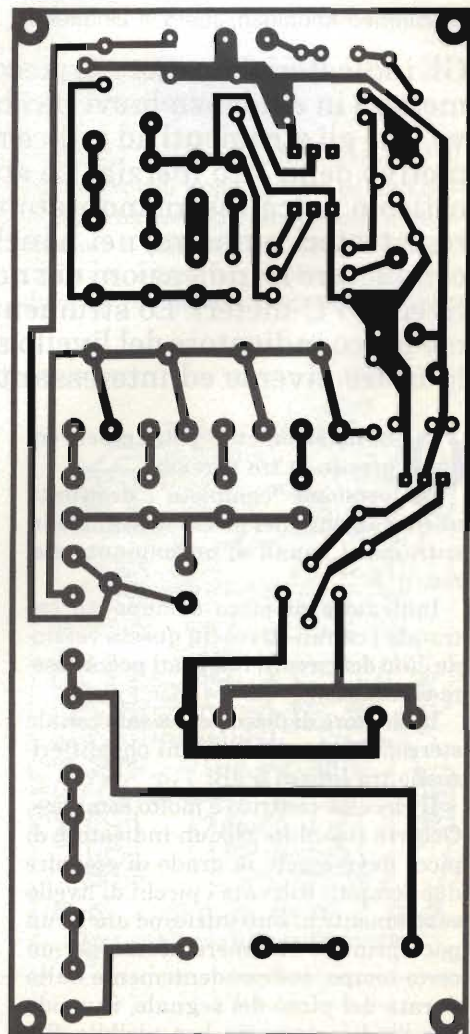



Fig. 6. Serigrafia del c.s. per il frequenzimetro.

Indicazione strumento	*Frequenza*	*Tensione di collettore*
0	0 kHz	12 V
1	1 kHz	11,84 V
5	5 kHz	10,79 V
10	10 kHz	9,44 V

Per le altre portate di misura, i livelli saranno analoghi a quelli della tabella. Nel caso i valori fossero diversi non ci saranno conseguenze fintanto che, al fondo scala dello strumento, la tensione di collettore non sia inferiore a 5 V. Naturalmente dovranno essere scelti opportuni valori per R_i, P2, R_a, nonchè per P3...P6. Qualora lo strumento a disposizione avesse una corrente di fondo scala pari a 200 μA, non sarà più necessario P2 ed il valore di R_a dovrà esssere aumentato rispetto a quello di figura 1. La determinazione del valore di R_a dovrà avvenire nel seguente modo: collegare all'ingresso un segnale a 50 Hz e predisporre lo strumento per la portata di 100 Hz. Regolare P6 in posizione centrale e collegare al posto di R_a un potenziometro (per esempio 5 kΩ): regolare questo potenziometro fino a portare l'indice dello strumento a centro scala (50 Hz). Misurare ora il valore di R_a e sostituire questo potenziometro provvisorio con una resistenza fissa di valore prossimo a quello regolato; effettuare la taratura di precisione con P6. Sarà poi necessario misurare la tensione di collettore che, con l'indice a fondo scala, non dovrà essere inferiore a 5 V. ■

INDICATORE DEL VALORE DI PICCO PER APPLICAZIONI IN AUDIOFREQUENZA

di Winfried Knobloch, Juergen Lindner

Gli indicatori del valore di picco possono essere impiegati per mettere in evidenza brevi picchi di segnale di livello eccessivo, che gli strumenti ad indice non sono in grado di rivelare a motivo della loro inerzia. Lo strumento presentato in questo articolo potrà essere montato negli amplificatori audio, nei registratori a nastro, nei banchi di regia audio e simili, per completare le indicazioni dei normali strumenti indicatori di livello (VU-meter). Lo strumento potrà anche funzionare come unico indicatore del livello audio e sarà possibile costruirlo in tre diverse ed interessanti versioni.

Questo strumento potrà essere costruito in tre versioni:

versione "completa", destinata al rilevamento dei picchi di segnale in entrambi i canali di un impianto stereo.

Indicatore di picco comune ad entrambi i canali stereo (in questa versione, uno dei circuiti integrati potrà essere eliminato).

Indicatore di picco per un solo canale stereo, con due indicazioni che differiscono tra loro di 5 dB.

Il circuito elettrico è molto semplice. Occorre ricordare che un indicatore di picco deve essere in grado di eseguire due compiti: Rilevare i picchi di livello esattamente al loro inizio, od anche un poco prima e rimanere acceso per un certo tempo, indipendentemente dalla durata del picco del segnale, in modo che l'indicazione sia ben visibile. Saranno necessari un amplificatore per l'adattamento dell'impedenza e dei livelli di segnale, un multivibratore monostabile che permetta di predisporre la durata dell'indicazione ed infine un visualizzatore luminoso (LED). In *figura 1*, questi tre elementi corrispondono rispettivamente ad IC1, IC2 e D1.

I1 è l'ingresso del segnale, P1 è l'attenuatore del livello d'ingresso ed IC1 è un amplificatore operazionale, il cui guadagno viene determinato da R1 ed R4; a questo segue il multivibratore monostabile IC2, che viene avviato dalla tensione di uscita di IC1, applicata al piedino 2. R6 e C3 determinano la durata di accensione del LED D1. Con i componenti indicati sullo schema, la durata di accensione sarà di circa 100 ms.

Il secondo canale è dotato di un circuito quasi uguale. Le posizioni dei componenti del secondo canale sono indicate nello schema con la cifra della sigla preceduta da uno 0. Il gruppo di regolazione della tensione di alimentazione non dovrà essere costruito in doppio esemplare ed è stato anche omesso il circuito che determina il punto di lavoro del secondo amplificatore operazionale. Infatti, una pista conduttrice sul circuito stampato collega direttamente il punto segnato da una freccia in figura 1 al piedino 3 di IC01.

In certe circostanze, sarà opportuno collegare una resistenza in serie all'ali-

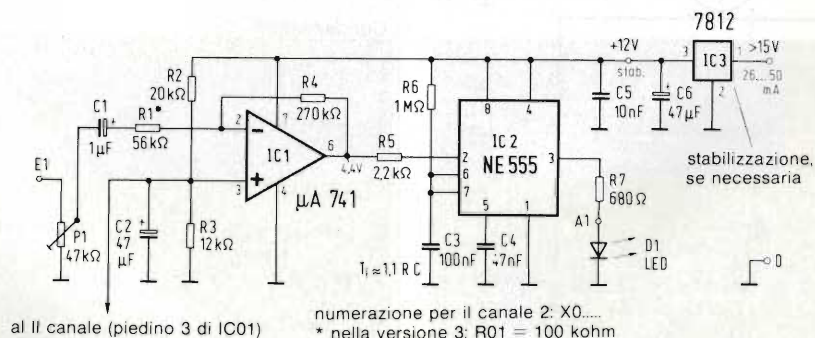



Fig. 1. Regolatore di livello, amplificatore, multivibratore monostabile e visualizzatore compongono questo indicatore dei picchi di segnale

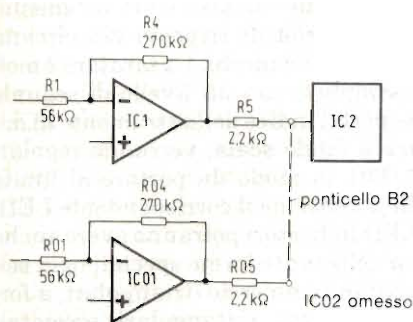



Fig. 2. Negli amplificatori stereo, talvolta non importa quale sia il canale sovrapilotato, in quanto la regolazione di volume è comune ai due canali.

Fig. 3. Ecco una soluzione particolarmente elegante: vengono indicati separatamente due livelli che differiscono tra loro di 5 dB: perciò la luce verde significherà "pilotaggio corretto" e la luce rossa indicherà "sovrapilotaggio". Il transistore ed il suo resistore di base dovranno essere montati fuori dal circuito stampato.

mentazione, a monte di IC3, allo scopo di limitare la dissipazione del regolatore nel caso che la tensione di alimentazione prelevata dal circuito dell'amplificatore, a cui lo strumento verrà collegato, sia troppo elevata, superiore a 20 V. E' anche consigliabile munire il circuito integrato regolatore di un opportuno dissipatore termico.

Un solo circuito per tre funzioni

L'indicatore potrà servire anche ad indicare separatamente i livelli di picco di ciascun canale stereo. Allo scopo verranno montati sul circuito due potenziometri trimmer e due NE555. Sono possibili eventuali modifiche, anche a montaggio ultimato, grazie al montaggio su zoccoli dei circuiti integrati.

La *figura 2* mostra la seconda versione dell'indicatore, che controlla lo stato di entrambi i canali, ma visualizza il risultato mediante un solo LED. Questa soluzione è spesso sufficiente quando non importa sapere quale sia il canale sovrapilotato, in quanto la regolazione del volume è comune ai due canali.

La terza versione (monocanale) è rappresentata in *figura 3*: il resistore R01 avrà ora il valore di 100 kΩ (prima il valore era di 56 kΩ). Il guadagno di IC01 diminuirà perciò di 5 dB, ed il LED all'uscita A1 si accenderà ad un livello inferiore di 3 dB rispetto al livello massimo del segnale, mentre A2 si accenderà a +2 dB: ci sarà quindi a disposizione un segnale di preavviso del sovrapilotaggio. Per quest'ultimo circuito è consigliabile impiegare un LED bicolore. Il transistore evita l'accensione contemporanea dei due LED. Questo transistore ed il suo resistore di base saranno montati fuori dal circuito stampato. Il LED bicolore potrà anche essere sostituito da due LED distinti di colore diverso (uno rosso ed uno verde), che potranno anche essere montati in una posizione qualsiasi fuori dal circuito stampato.

La *figura 4* mostra la riproduzione delle piste di rame del circuito stampato e la *figura 5* illustra la disposizione dei componenti. Attenzione a montare tutti i ponticelli di collegamento (tratteggiati) sul lato componenti.

Taratura ed applicazioni dello strumento

Questo circuito ha la possibilità di innumerevoli applicazioni, ed una delle più interessanti è l'inserzione in registratori a nastro, nei quali i livelli di incisione eccessivi, anche se di breve durata, producono distorsioni molto

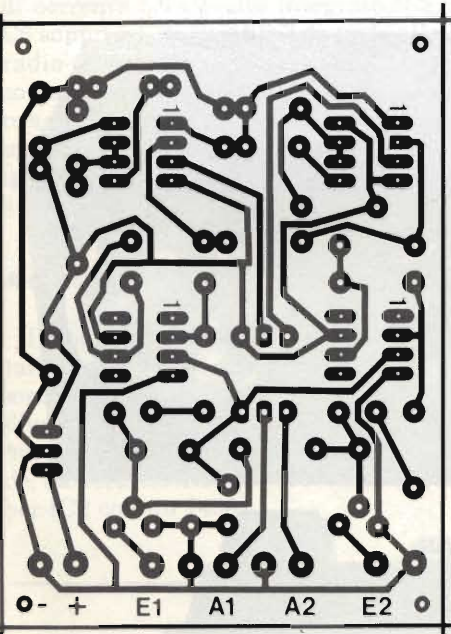



Fig. 4. Circuito stampato per la costruzione dell'indicatore del valore di picco.

ELENCO DEI COMPONENTI

Resistori da 0,125 W

2: 680 Ω
2: 2,2 kΩ
1: 12 kΩ
1: 20 kΩ
2: 56 kΩ (nella III[a] versione, R01 = 100 kΩ)
2: 270 kΩ
2: 1 MΩ

Potenziometri trimmer

2: 47 kΩ

Condensatori

1: 10 nF
2: 47 nF
2: 100 nF
2: 1 μF, 12 V
1: 47 μF, 6,3 V
1: 47 μF, 12 V

Semiconduttori

2: μA 741
2: NE 555
1: 7812
2: LED

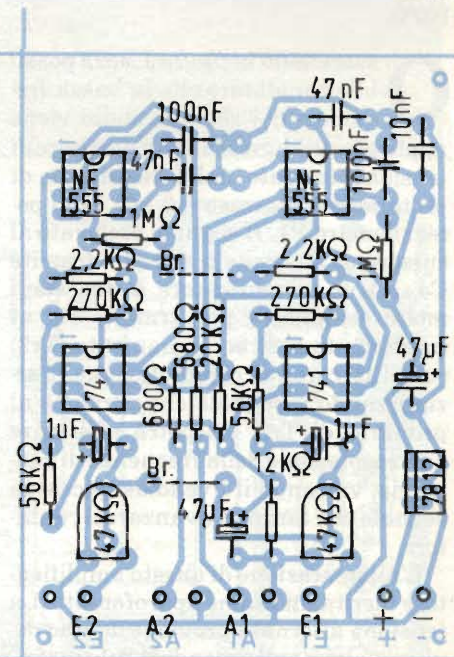
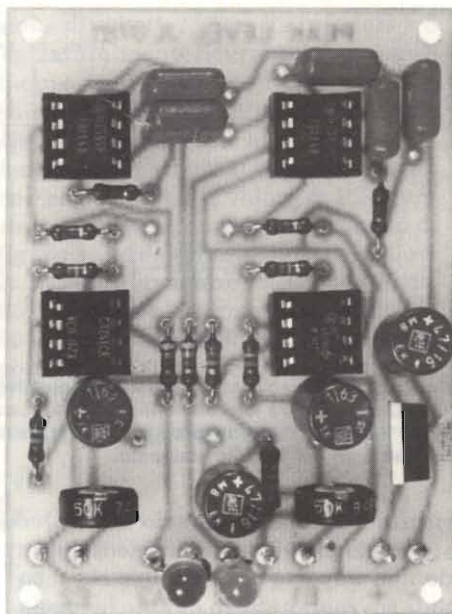



Fig. 5. Disposizione dei componenti sul circuito stampato di fig. 4.

evidenti nella riproduzione. Il segnale d'ingresso dovrà avere un'ampiezza di almeno 50 mVeff per provocare l'intervento dell'indicatore. La diminuzione dei valori di R1/R01 permetterà di aumentare la sensibilità, diminuendo però la resistenza d'ingresso. Nella sistemazione definitiva, il segnale dovrebbe essere prelevato ai morsetti del misuratore di livello oppure all'ingresso del relativo amplificatore. Qualora l'amplificatore fosse alimentato da una tensione superiore a 20 V, dovrà essere inserito un resistore di caduta prima del regolatore, in modo da limitare la potenza che quest'ultimo dovrà disperdere. All'ingresso del circuito stampato, la tensione di alimentazione dovrà essere disaccoppiata mediante un condensatore da 47 nF.

Per la taratura del circuito dovrà essere applicato all'ingresso un segnale sinusoidale puro, per far coincidere

l'indicazione "0 dB" sullo strumento con la soglia di risposta del circuito rivelatore dei picchi. La taratura è molto semplice: con un livello di segnale che porti l'indice dello strumento di misura a fondo scala, verranno regolati P1/P01 in modo da portare al limite dell'accensione il corrispondente LED. I LED indicatori potranno avere anche una delle tante forme speciali oggi esistenti in commercio (triangolari, a forma di freccia, rettangolari, eccetera). Quando l'indicatore di picco dovrà funzionare in combinazione con uno strumento ad indice, i LED dovranno essere montati nelle sue immediate vicinanze; con un pò di precisione ed abilità sarà anche possibile inserire i LED nello stesso quadrante dello strumento.

■

EFFETTI DI LUCE AL RITMO DELLA MUSICA

Sistema di pilotaggio musicale delle luci nel quale ogni impulso del segnale audio fa avanzare un contatore binario che a sua volta provoca l'accensione delle lampade al ritmo della musica e nella configurazione binaria delle uscite del contatore.

Osservando la *figura 1*, sarà possibile constatare che la bassa frequenza del segnale audio viene applicata all'ingresso di un partitore di tensione formato dalla resistenza di protezione d'ingresso (10 kΩ) e dal potenziometro P1. Il segnale prelevato al cursore di P1 viene trasferito, tramite C4, ad un amplificatore a due stadi molto semplice e poi, tramite P2, al trasformatore di accoppiamento (Tr2) con il circuito di commutazione. Parzializzando il segnale che perviene al primario di Tr2, P2 potrà effettuare una regolazione della frequenza di conteggio, variando il livello dei picchi di segnale che faranno avanzare il contatore.

L'alimentazione di questo amplificatore merita un esame approfondito. La tensione alternata proviene da uno degli avvolgimenti secondari del trasformatore di rete Tr1; D2 è il raddrizzatore ad una semionda e C2, R5 e C5 formano il filtro di livellamento. Il circuito digitale che segue il trasformatore di accoppiamento Tr2 viene alimentato dal secondo avvolgimento secondario a 6 V del trasformatore di rete Tr1. Un diodo zener (ZD) provvede a stabilizzare la tensione raddrizzata ad un valore di 5,1 V.

La particolarità di questo circuito è che ciascun picco del segnale proveniente da Tr2 fa avanzare di un passo il contatore IC1. Questo integrato effettua il conteggio da 0 a 15 ed i corrispondenti numeri binari permangono alle

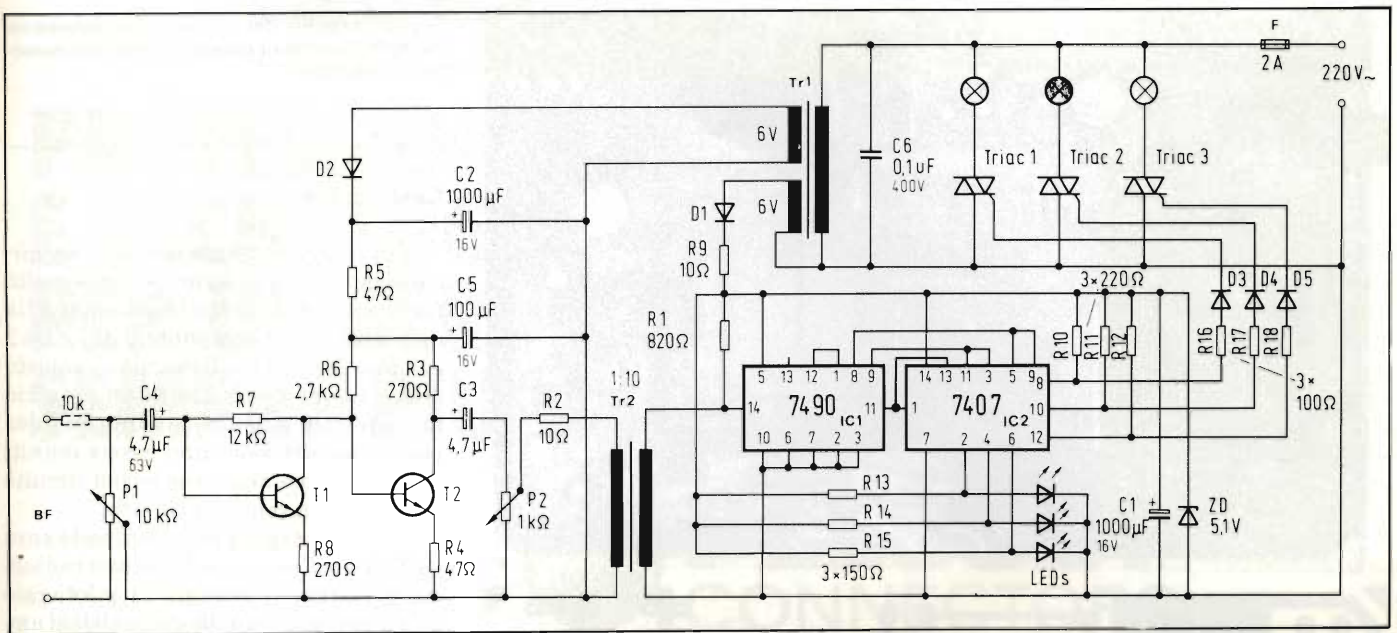



Fig. 1. Schema elettrico del circuito per effetti luminosi. In alcune parti del circuito è presente la tensione di rete, perciò dovranno essere prese opportune precauzioni.

uscite B, C e D fino all'arrivo del successivo impulso. L'uscita A è stata volutamente trascurata nello schema perchè commuterebbe ad un ritmo troppo veloce. Ciascuna delle altre uscite di IC1 è collegata agli ingressi di due invertitori contenuti in IC2. I primi tre invertitori, alimentati dalle uscite B, C e D di IC1, faranno lampeggiare i tre LED di segnalazione, mentre gli altri tre invertitori piloteranno i gate dei tre triac. In serie ai LED ed ai gate dei triac sono montati resistori di limitazione della corrente; D3...D5 evitano ritorni di corrente nel circuito integrato IC2. C6 sopprime gli eventuali disturbi alla radio-telericezione provocati dalla commutazione dei triac. Il carico dei triac è formato dalle tre lampade alimentate dalla tensione di rete. Il circuito di potenza è protetto dal fusibile F da 2 A.

Alcune modifiche

Il contatore 7490 potrà essere sostituito da un 7492 o da un 7493, che permetteranno di ottenere effetti luminosi diversi. Volendo evitare intervalli di buio nel ciclo di accensioni delle lampade, basterà sostituire il 7407 impiegato per IC2 con un 7406.

ELENCO DEI COMPONENTI

Semiconduttori	
1	: Tr1 (trasformatore di rete) 220 V/2 x 6 V, 0,4 A
3	: Triac 6A/400 V
1	: SN 7490 (7492, 7493)
1	: SN 7407 (7406)
3	: LED 3 mm
D1, D2	: 1 N 4007
D3...D5	: 1 N 4148
T1, T2	: BC109
Resistori:	
2	: 10 Ω
2	: 47 Ω
3	: 100 Ω
3	: 150 Ω
3	: 220 Ω
2	: 270 Ω
1	: 820 Ω
1	: 2,2 kΩ
1	: 12 kΩ
1	: potenziometro lineare 10 kΩ
1	: potenziometro lineare 1 kΩ
Condensatori:	
1	: 0,1 µF/400 V
Condensatori elettrolitici:	
1	: 4,7 µF/16 V
1	: 4,7 µF/63 V
1	: 100 ΩF/16 V
2	: 1000 µF/16 V
Varie:	
1	: trasformatore interstadio 1:10, isolato per la tensione di rete
1	: fusibile 2 A ritard.
3	: lampade 220 V/100 W

Fig. 2. Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

Fig. 3. Aspetto del circuito completamente montato, che dovrà essere inserito in un astuccio di plastica.

Costruzione

Il montaggio dei componenti sul circuito stampato di figura 4 verrà molto facilitato osservando lo schema della disposizione dei componenti di *figura 2* e la foto di *figura 3*. Il circuito completo dovrà essere racchiuso in un astuccio di materiale plastico isolante ed i due potenziometri dovranno essere muniti di alberino isolante, perchè nel circuito è presente la tensione di rete.

Per il pilotaggio delle lampade sarà sufficiente l'uscita audio di una radiolina portatile. Il segnale di pilotaggio potrà provenire anche da qualsiasi amplificatore o strumento musicale elettronico che disponga di un'uscita per altoparlante. P1 serve a limitare il livello di pilotaggio del circuito. L'impressione visiva prodotta dal lampeggiamento dipenderà dalla regolazione combinata di P1 e P2. Con i triac da 6 A raffigurati sullo schema elettrico sarà possibile alimentare lampade per un massimo di 1000 W. I triac sono in grado di sopportare anche i picchi della corrente assorbita dai filamenti freddi delle lampade.

Fig. 4. Serigrafia delle piste del circuito stampato.

TV VIA CAVO: CHI ARRIVERA' PER PRIMO?

Per la TV via cavo si è entrati nella fase decisionale. Piani di settori più o meno ambiziosi e più o meno definiti sono stati varati in Gran Bretagna, Francia e Germania. I punti qualificanti del progetto del governo inglese per "cablare" il territorio nazionale sono:

1) i sistemi via cavo dovranno essere in grado di svolgere più servizi trasmissivi e quindi devono presentare una elevata sofisticazione tecnologica;

2) il loro finanziamento dovrà essere assicurato da investitori pubblici e privati: per convincere i privati a partecipare al programma il governo pensa di offrire in gestione la rete su licenza, per un periodo di tempo abbastanza lungo (20 anni). L'interesse dei privati potrà essere stimolato anche con gli introiti di pubblicità e abbonamenti che permetteranno la copertura di tutti i costi e forniranno utili, la cui entità dipenderà non solo dalla abilità del gestore ma anche dalle sue scelte tecnologiche.

Il "plan câblage" del governo francese prevede l'integrazione delle linee telefoniche con le linee per la diffusione televisiva via cavo, nonché, se la rete offrirà la necessaria affidabilità, la trasmissione di servizi di telecopiatura e di teleinformatica.

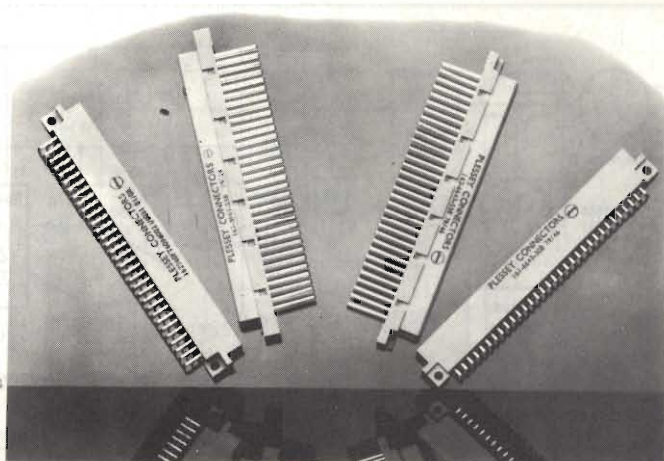
Il "plan câblage" prevede nel periodo 1983-85 investimenti complessivi per 12 miliardi di franchi di cui 7 miliardi a carico dello Stato e il rimanente a carico di enti locali, industrie e altri partner. In occasione della presentazione di questo piano il ministro francese delle Ptt, Louis Mexandreau, ha detto che "l'obiettivo quantitativo minimo è di allacciare tra il 1987 e il 1992 almeno 6 milioni di abitazioni".

In Germania la Bundespost è per la adozione di due principali linee di comportamento:

1) proseguire nella attuale attività di installazione di nuovi collegamenti via cavo, senza però forzature sui tempi così da poter passare, appena diventerà economico il loro utilizzo, alle fibre ottiche;

2) procedere al rinnovamento dei sistemi in funzione.

La Bundespost, inoltre, ha definito quattro progetti sperimentali di TV via cavo a Ludwigshafen, Monaco, Dortmund e Berlino, la cui sperimentazione inizierà nella seconda metà del corrente anno oppure all'inizio del 1984.

A Ludwigshafen sarà installata la prima rete interattiva tedesca di pay-TV che mette a disposizione 35 canali. L'investimento previsto in impianti ed attrezzature è di oltre 11 miliardi di lire.

MISURA DEL CONSUMO DI CARBURANTE E CONTAGIRI PER AUTO

di Hartmut Schlichtmann - Parte prima

Lo strumento descritto indica il consumo di benzina di un autoveicolo a carburatore, misurato in litri/ora ed in litri per 100 km. Contemporaneamente, lo strumento riceve una tensione proporzionale al numero dei giri del motore che, dopo un'opportuna elaborazione, servirà a visualizzare la velocità istantanea della vettura. In folle, in prima ed in seconda marcia, nonchè in retromarcia, il consumo verrà indicato in litri/ora. In terza ed in quarta marcia, avverrà una commutazione automatica dell'indicazione del consumo da l/h a litri per 100 km. Azionando un commutatore potrà essere visualizzato anche in questo caso il consumo in l/h.

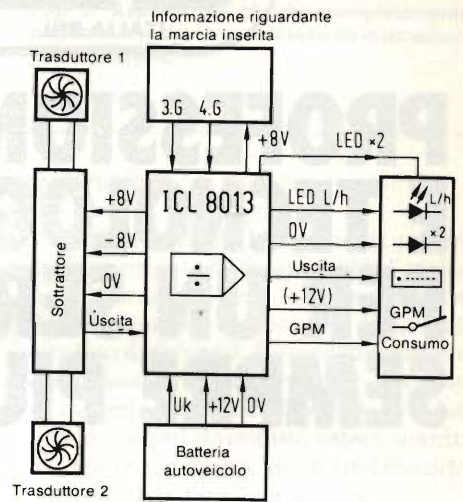



Fig. 3. Schema a blocchi che mostra le interazioni tra i diversi gruppi funzionali.

I fabbricanti di automobili forniscono il consumo di carburante, misurato in litri per 100 km di percorso. Volendo conoscere quale sia il consumo di benzina della propria auto, sarà necessario ricavarlo viaggiando ad una velocità costante di 100 km/h e misurando il consumo con un apposito apparecchio. Applicando però al misuratore un'informazione dipendente dalla velocità, il consumo potrà essere calcolato con la seguente formula

$$C = \frac{(l/h)}{(km/h)} = \frac{1}{l/km}$$

e visualizzato per qualsiasi velocità.

Un trasduttore ad impulsi misura il flusso del carburante

Per rilevare la portata del carburante nei condotti, il misuratore di consumo di benzina dovrà essere provvisto di due misuratori di flusso ad uscita impulsiva, inseriti nei condotti di mandata e di ritorno della benzina *figura 1*. Questi trasduttori sono di tipo induttivo ed erogano una tensione sinusoidale, la cui frequenza è proporzionale al flusso. Il foglio dati del trasduttore indica che verranno emessi 8500 impulsi per ogni litro. La frequenza relativa ad un flusso di 10 litri/ora potrà essere calcolata con la seguente formula:

Fig. 1. Schema di montaggio dei trasduttori per la portata del carburante nei condotti di andata e di ritorno.

Fig. 2. Circuito per l'amplificazione dei segnali provenienti dai trasduttori ad impulsi montati nei condotti di andata e di ritorno del carburante; l'amplificazione, spinta fino alla limitazione dei picchi, avviene separatamente mediante due amplificatori operazionali.

Fig. 4. Schema parziale del circuito di commutazione dell'indicazione da l/h a l/100 km. Il multivibratore 555 (in basso a sinistra) produrrà la tensione negativa supplementare necessaria per il circuito integrato ICL 8013.

$$f = (\text{Imp. l}) / t = (8500/\text{l} \cdot 10\,\text{l}) / 3600\,\text{s} = 23{,}611\ \text{Hz}$$

Il livello della tensione d'uscita dei trasduttori (T1, T2) è molto basso, e perciò sarà necessaria un'amplificazione che sia in grado di aumentare l'ampiezza degli impulsi fino alla limitazione dei picchi: ciò ha luogo nel primo amplificatore operazionale *figura 2*. Tutti i fianchi di commutazione positivi provocheranno l'avviamento di un multivibratore monostabile. La durata degli impulsi potrà essere regolata mediante P13 (P14). Grazie alla successiva integrazione, apparirà all'ingresso del sottrattore (LM741) una tensione continua con livello proporzionale alla frequenza di ciascun trasduttore. La differenza tra le tensioni presenti ai punti MP1 ed MP2 è proporzionale al consumo effettivo di benzina. La tensione di uscita dal sottrattore potrà essere calcolata con la seguente formula

$$-V_U = V_{T2} - V_{T1}$$

Il circuito sottrattore è stato calcolato per una portata massima della pompa del carburante di 100 l/h. Lo schema a blocchi di *figura 3* mostra l'interconnessione tra i diversi gruppi funzionali.

Poichè il moltiplicatore analogico ICL 8013, impiegato in questo circuito, necessita di due tensioni di alimentazione simmetriche, sarà necessario progettare un alimentatore supplementare in grado di fornire una tensione negativa *figura 4*. L'NE 555 funziona in questo caso come multivibratore astabile ed alla sua uscita appare una tensione alternata ad onda quadra, che viene raddrizzata e poi stabilizzata mediante un regolatore di tensione.

Come ricavare la velocità in base al numero di giri del motore ed al rapporto del cambio

Per ricavare l'informazione relativa alla velocità, viene elaborata la fre-

Fig. 5. Schema completo del moltiplicatore analogico ICL 8013.

Fig. 6. Funzionamento dell'ICL 8013 come moltiplicatore

Fig. 7. Schema dell'8013 utilizzato come divisore.

quenza di interruzione dei contatti del ruttore (tenendo conto del rapporto di trasmissione negativo in terza marcia). Questo tipo di valutazione è molto semplice, quando siano stati osservati tutti i presupposti di carattere meccanico. Il trasduttore di velocità inserito nell'albero tachimetrico potrebbe essere in grado di semplificare la costruzione, ma questo componente è diverso per ciascun veicolo e qualsiasi modifica sarebbe molto difficile.

Gli impulsi provenienti dai contatti del ruttore (ingresso CR) vengono liberati dalle oscillazioni spurie e dagli effetti dei rimbalzi dei contatti mediante un multivibratore monostabile. L'NE555 effettua l'integrazione, grazie ai componenti esterni ad esso collegati. All'uscita GPM viene prelevata la tensione necessaria per la misura del numero dei giri. Contemporaneamente sarà disponibile, ai contatti 9 ed 11 del CD 4066 (interruttore analogico), una tensione diversa per ciascuna posizione della leva del cambio, che verrà trasmessa al successivo amplificatore operazionale. Quest'ultimo amplifica la tensione applicata e ne inverte la polarità (l' ingresso X del divisore di *figura 5* necessita di una tensione negativa).

Il successivo interruttore analogico provvede ad effettuare la commutazione automatica tra l'informazione "l/h" e l'informazione "l / 100 km". La prima porta NOR avrà un livello logico alto all'uscita quando la leva del cambio non sarà nelle posizioni corrispondenti alla terza ed alla quarta marcia. In corrispondenza alle marce inferiori, si accenderà il LED "l/h" e verrà chiuso il circuito corrispondente ai piedini 2 e 3 dell'interruttore analogico. All'inserimento della terza e rispettivamente della quarta marcia, si chiuderà il contatto disposto tra i piedini 4 ed 1 (l per 100 km).

Prima di iniziare la descrizione del circuito divisore, è necessario dare alcune informazioni generali riguardanti il funzionamento di un moltiplicatore analogico. Il componente qui impiegato (un 8013 della Intersil) è un moltiplicatore a pendenza a 4 quadranti *figura 6*. La tensione d'uscita V_U è proporzionale al prodotto delle due tensioni d'ingresso.

$$VU = (X \cdot Y) / 10$$

Il "10" che si trova al denominatore è una costante aritmetica.

Variando i collegamenti esterni (il moltiplicatore è inserito nel circuito di controreazione di un amplificatore operazionale) sarà possibile costruire un divisore *figura 7*. Con questi collegamenti, il circuito funziona come divisore analogico. La tensione di uscita potrà essere calcolata con la seguente formula:

$$V_U = (10 \cdot Z) / X$$

Nell'impiego normale (commutatore S1 in posizione "l/h"), all'ingresso X sarà presente una tensione di - 3 V. Se all'ingresso Z ci fosse una tensione di 0,236 V, la tensione di uscita potrebbe essere calcolata come segue:

$$V_U = (10 \cdot Z) / X = (10 - 0{,}236) / -3 = 0{,}786\ V$$

Questa tensione (MP4) corrisponde ad un consumo di benzina di 10 l/h.

Il circuito dovrà essere montato su due circuiti stampati, rappresentati nelle *figure 8* e *9*. Nelle illustrazioni che rappresentano la disposizione dei componenti *figure 10* ed *11* sono anche messi in evidenza tutti i punti di misura necessari per la taratura.

Taratura e messa in funzione

Per collaudare e mettere a punto il misuratore del consumo di benzina, sa-

Fig. 8. Circuito stampato dell'amplificatore per i segnali dei trasduttori.

Fig. 9. Questo circuito stampato contiene tutta la rimanente parte elettronica del circuito.

Fig. 10. Disposizione dei componenti sul circuito stampato dei trasduttori ad impulsi.

rà necessario un circuito di prova. Nel metodo di taratura, descritto in seguito, verrà impiegato il circuito di prova di *figura 12*.

Dopo il collegamento della tensione di alimentazione (13,5...14 V, corrispondente alla tensione della batteria quando il veicolo è in moto), dovrà essere controllato il valore delle tensioni di + 8 V (MP5) e di − 8 V (MP6). La corrente totale assorbita sarà di circa 100 mA. Gli ingressi T1 e T2 dovranno poi essere collegati, in parallelo, al punto di misura TP4. Misurare poi le tensioni presenti su MP13 ed MP14 (basetta dei trasduttori: queste tensioni dovranno essere portate al livello di 2 V ciascuna, mediante i potenziometri P12 e P14. Dopo che sarà stato tolto il collegamento in parallelo, T1 dovrà essere collegato a TP3 e T2 a TP4. All'uscita Vu verrà ora misurata una tensione negativa di circa 500 mV: quest'ultimo valore dovrà essere regolato con precisione mediante P13 oppure P14 (la tensione di uscita non dovrebbe scostarsi molto dal valore di 500 mV, se la regolazione dei potenziometri per le tensioni di 2 V è stata fatta in modo corretto: in caso diverso potrà essere sospettata la presenza di un errore). Lo scostamento dalla linearità di entrambi gli integratori, dovrebbe essere inferiore a ± 10 mV in una banda di frequenze da 0 a 250 Hz.

Sarà ora necessario mettere a punto l'informazione proveniente dai contatti del ruttore. Il segnale del TP2 viene applicato all'ingresso CR. Dopo aver applicato la tensione di + 8 V (con un resistore da 1 kΩ in serie) all'ingresso "quarta marcia", dovrà essere misurata su MP2 (commutatore S1 in posizione l/km) una tensione tripla di quella misurata su MP1, ma negativa. La tensione su MP2 dovrà essere portata, mediante P1, al livello di - 2 V.

Come già descritto all'inizio di questo articolo, l'informazione riguardante la velocità verrà ricavata a partire dal numero di giri del motore: per questo motivo dovrà esere eseguita una correzione della tensione misurata su MP1 dopo il cambio dalla terza alla quarta marcia a velocità costante. Allo scopo sarà necessario guardare sul libretto di istruzioni della vettura quale sia il rapporto di riduzione della terza marcia (per es. 1:1,336). Il reciproco di questo rapporto (1/1,336 = 0,748) dovrà essere moltiplicato per la tensione di 2 V:

$$0{,}748 \cdot 2\ V = 1{,}49\ V$$

Dopo lo spostamento del conduttore "+ 8 V" dalla quarta alla terza marcia dovrà essere regolato P2 in modo da ottenere la tensione di − 1,49 V su MP2. Dopo aver commutato S1 (l/h), la tensione su MP2 dovrà essere regolata (con P7) ad un valore di - 3 V. Conseguenza di tutte queste operazioni sarà la divisione della tensione di uscita per un fattore costante.

Taratura del divisore

I trimmer P3, P4, P5 devono essere regolati a 0 V e l'ingresso Z deve essere collegato a massa. All'ingresso X verrà applicata una tensione regolabile di −1. − 5 V. Regolare poi P5 in modo che, entro questo campo di variazione della tensione d'ingresso, non ci sia una variazione misurabile della tensione all'uscita (punto MP4).

Con − 3 V applicati all'ingresso X, la tensione di uscita (MP4) verrà portata a 0 V mediante P4. Dopo aver scollegato l'ingresso Z dalla massa, i due contatti Z ed X dovranno essere collegati tra loro. Regolare poi P3 in modo da minimizzare la variazione della tensione d'uscita (MP4) quando la tensione applicata agli ingressi venga fatta variare da − 1 V a − 5 V. In caso di maggiori variazioni di P3, la regolazione dell'offset dovrà essere ripetuta. l'ultima operazione consiste nella messa a punto del procedimento di divisione. Dovranno essere inseriti nel circuito

Fig. 11. Disposizione dei componenti sulla basetta principale. Per facilitare la taratura, sono indicati anche i punti di misura.

Fig. 12. Non avendo a disposizione un generatore di funzioni, la taratura potrà essere effettuata con l'aiuto di questo circuito ausiliario.

due partitori di tensione (potenziometri da 1 kΩ, in quanto la R_i dell'ingresso Z è di 36 kΩ). All'ingresso Z dovrà essere applicata una tensione di − 0,4 V ed all'ingresso X una tensione di −2 V. La divisione avverrà secondo la seguente formula:

$V_U = (10 \cdot Z) / X = (10 \cdot -0,4) / -2 = +2\,V.$

Regolare perciò P6 in modo da ottenere il livello di + 2 V al punto MP4 (il contatto del relè dovrà essere aperto). Dopo aver collegato i punti MP2 - MP3 e l'ingresso Z all'uscita del sottrattore, potrà essere stabilito il collegamento fisso con il gruppo del display.

Due versioni per il display

Per visualizzare il consumo del carburante e rispettivamente il numero di giri, le soluzioni proposte sono due:

Prima versione

La visualizzazione avviene mediante uno strumento a bobina mobile, come indicato in *figura* 5. Il commutatore S2 permette di visualizzare, a scelta, il consumo di carburante od il numero di giri. Nella posizione del commutatore disegnata sullo schema, l'indicazione sarà quella del consumo. Per ottenere un'indicazione stabile, la tensione dovrà subire un'integrazione effettuata da P9 e dal condensatore da 22 µF. Il grado di integrazione è regolabile (con P9). Con P8 potrà venire tarata l'indicazione del numero dei giri. In questa prima versione dell'indicatore non saranno necessari il circuito integrato CD 4013 ed il relè DIL. I due amplificatori operazionali non utilizzati rimarranno disponibili. ■

STAZIONE ELETTRONICA DI SALDATURA A TEMPERATURA COSTANTE

Questo circuito è stato progettato in collaborazione con la nota ditta produttrice di saldatori Ersa. Le principali caratteristiche di questa stazione di saldatura a regolazione elettronica sono: il carattere genuinamente professionale del circuito termostatico, che deve essere accoppiato ai saldatori Ersa muniti di sensore termico integrato e l'indicazione digitale a tre cifre della temperatura del saldatore.

La stazione elettronica di saldatura LS 7000 è un utensile di carattere professionale, basato su circuiti tecnicamente ben progettati. L'indicatore digitale a tre cifre della temperatura della punta del saldatore può essere costruito subito, oppure la sua costruzione può essere rimandata, senza alcun problema, ad un secondo tempo.

Come funziona la stazione di saldatura

Il saldatore Ersa Elektronik TE 50 dovrà essere collegato alla presa a baionetta situata a destra del pannello frontale della stazione elettronica di saldatura LS 7000, tramite il cavo extraflessibile in Teflon munito di spina. Un apposito supporto per il saldatore, munito di spugnetta di pulizia è fissato sul lato destro dell'apparecchio. Dopo l'accensione sarà possibile, mediante apposito regolatore, predisporre la temperatura desiderata per la punta del saldatore e leggere la temperatura effettiva della punta sul display digitale a tre cifre. Poichè il trasformatore di alimentazione è particolarmente potente e sovradimensionato, la temperatura di saldatura verrà raggiunta dopo circa trenta secondi dall'accensione: sul display digitale potrà essere seguito a vista l'innalzamento della temperatura. Le ottime proprietà di regolazione del centralino elettronico mantengono costante la temperatura, con minime possibilità di variazione. Un LED supplementare, contrassegnato dalla scritta "Heizung" (riscaldamento) mostra quando la resistenza del saldatore viene alimentata dal circuito elettronico del regolatore. Per la messa a terra della stazione di saldatura è prevista una boccola sull'angolo in basso a destra del pannello frontale; naturalmente, questa presa è separata galvanicamente dai conduttori di rete.

Schema elettrico

La regolazione della temperatura viene effettuata mediante un circuito integrato U 106 BS della AEG - Telefunken (vedi *figura 1*). Tramite i resistori R6 ed R7, la tensione sviluppata ai capi dell'elemento termosensibile

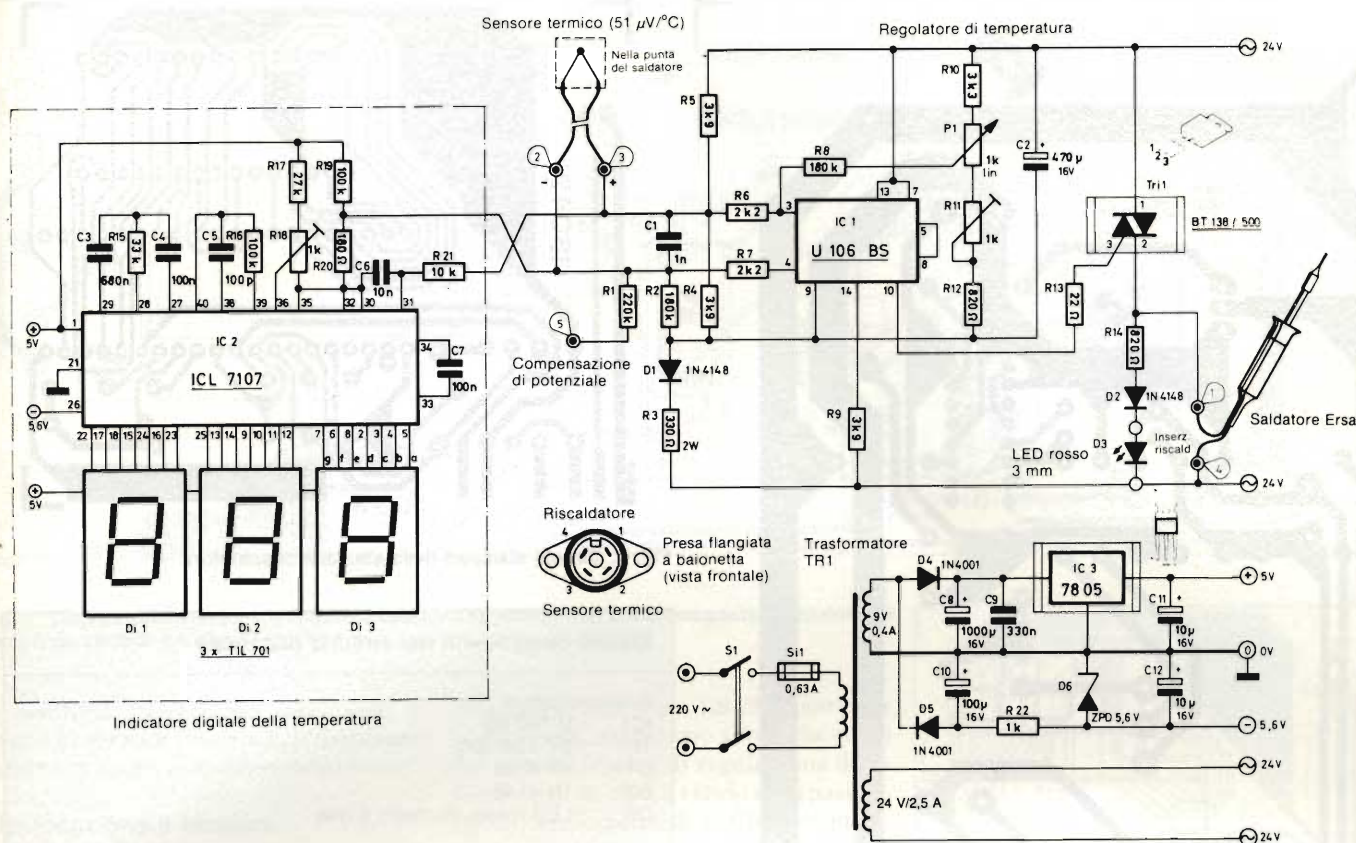



Fig. 1. Schema elettrico della stazione di saldatura elettronica.

della punta del saldatore viene applicata agli ingressi (piedini 3 e 4) di IC1. Uno stabilizzatore interno contenuto nel circuito integrato provvede, insieme al resistore R3, al diodo raddrizzatore ad una semionda D1 ed al condensatore di filtro C2, a generare una tensione di alimentazione stabile per il circuito elettronico di regolazione. La tensione presente ai capi di C2 subisce anche una caduta ai capi del circuito formato dai resistori R10 ed R12, dal trimmer R11 e dal potenziometro di regolazione di temperatura P1, collegati in serie. La tensione, regolata da P1, raggiunge, tramite R8, uno dei due ingressi di IC1 e permette di predisporre la temperatura della punta saldante.

L'uscita di IC1 (piedino 10) pilota, tramite R13, il triac Tri1 (BT138/500) in modo da mantenere costante la temperatura prescelta.

Un'altra particolarità di IC1 è che il triac viene sempre commutato al momento del passaggio della curva sinusoidale della tensione di rete per il valore zero. Per evitare la presenza di una componente continua nella tensione d'uscita, per la regolazione della temperatura del saldatore viene lasciato passare sempre un numero pari di semionde sinusoidali. La sincronizzazione con la tensione alternata di alimentazione avviene tramite R9, che è collegato al piedino 14. Il LED indicatore di pilotaggio D3 riceve tensione tramite R14, mentre D2 protegge il LED contro le tensioni negative di eccessivo livello.

Indicatore digitale della temperatura

IC2 forma, con il suo circuito esterno (R15...R21, C3...C7), un voltmetro digitale completo a tre cifre. La tensione da misurare (cioè la tensione sviluppata ai capi del sensore termico incorporato nel saldatore viene applicata ai piedini 30 e 31 di IC2; inoltre, tramite R20, viene sommata alla tensione di origine termica una piccola tensione supplementare destinata a due compiti: il primo consiste nella compensazione della temperatura ambiente con la caduta di circa 5 mV che avviene su R20; il secondo compito è di spostare leggermente verso l'alto la tensione di zero per predisporre un fattore di scala inferiore durante la taratura del display digitale. Questa precauzione serve a tener conto della caduta di temperatura che avviene tra il termoelemento e la punta del saldatore; in tal modo sarà possibile un'indicazione molto precisa della temperatura effettiva della punta saldante. Infatti, per quanto il termoelemento sia montato molto vicino alla punta, il calore dovrà ancora percorrere alcuni millimetri per raggiungere il punto in cui dovrà esercitare la sua funzione di fondere lo stagno, e lungo questo percorso la temperatura diminuirà, sia pure di poco. Al momento dell'accensione, appare sul display un valore di circa 75 gradi, e la differenza rispetto alla temperatura ambiente dipende dai suddetti fattori di correzione.

Il display a 7 segmenti TIL 705 oppure DIS 1305 (anodo comune) viene pilotato in modo che il valore visualizzato della temperatura sia proporzionale alla tensione d'ingresso che, come già descritto, è applicata ai piedini 30 e 31. Con il trimmer multigiri R18, viene predisposta una tensione di riferimento, che è applicata al piedino 36: questa tensione determina il fattore di conversione (fattore di scala). Il fattore di scala deve essere regolato in modo che, in rapporto alla tensione fornita dall'elemento termosensibile (51 μV/°C), venga ottenuta un'indicazione diretta in gradi Celsius. A questo scopo dovrà essere predisposta, mediante R18, una tensione di riferimento di 68 mV precisi tra i piedini 35 e 36 di IC2. Con questo

18041

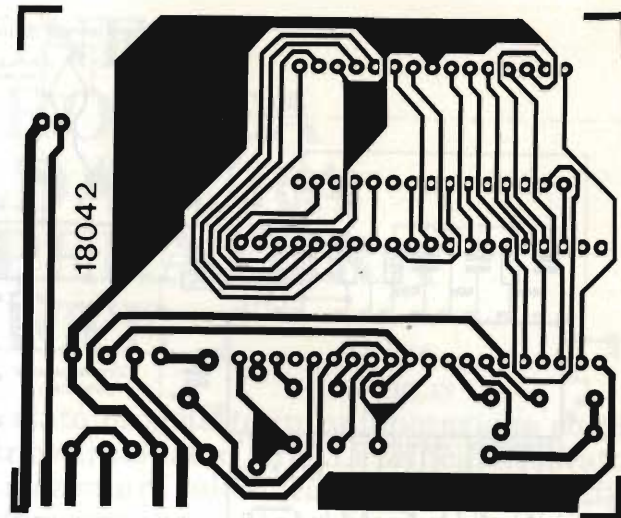
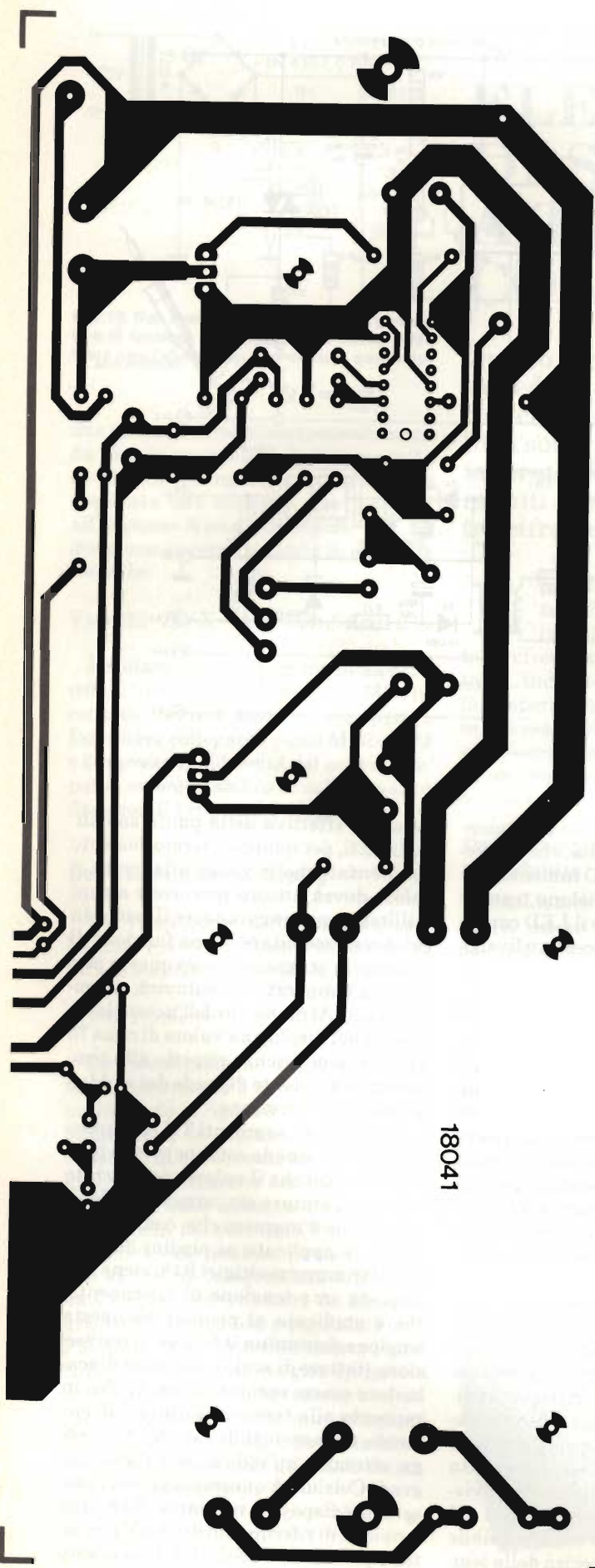



Fig. 2. Circuiti stampati della stazione di saldatura.

Elenco componenti del circuito principale

Semiconduttori

IC1	: U 106 BS
Tri1	: BT 138/500
D1	: 1N 4148
D2	: 1N 4148
D3	: LED rosso, diametro 3 mm

Condensatori

C1	1 nF
C2	470 μF/16 V

Resistori

R1	220 kΩ
R2	180 kΩ
R3	330 Ω, 2 W
R4	3,9 kΩ
R5	: 3,9 kΩ
R6	: 2,2 kΩ
R7	: 2,2 kΩ
R8	: 180 kΩ
R9	: 3,9 kΩ
R10	: 3,3 kΩ
R11	: 1,0 kΩ, trimmer
R12	: 820 Ω
R12	: 22 Ω
R14	: 820 Ω
P1	: Potenziometro 1 kΩ, lineare, alberino da 6 mm

Componenti del mobiletto

1 Mobiletto della serie ELV-7000
1 Pannello frontale serigrafato e forato
2 Viti di fissaggio del mobiletto
1 Cavo di rete bipolare con spina
1 Passacavo di rete con spirale
1 Manopola a pinza, diam. 21 mm, con coperchio ed indice a freccia
1 Interruttore bipolare a levetta
1 Presa a baionetta flangiata
2 Viti di fissaggio per detta
1 Boccola a banana isolata

Accessori

1 Saldatore Ersa TE 50 con sensore termico integrato, cavo in teflon extraflessibile e spina a baionetta
1 Supporto per saldatore con spugnetta di pulizia.

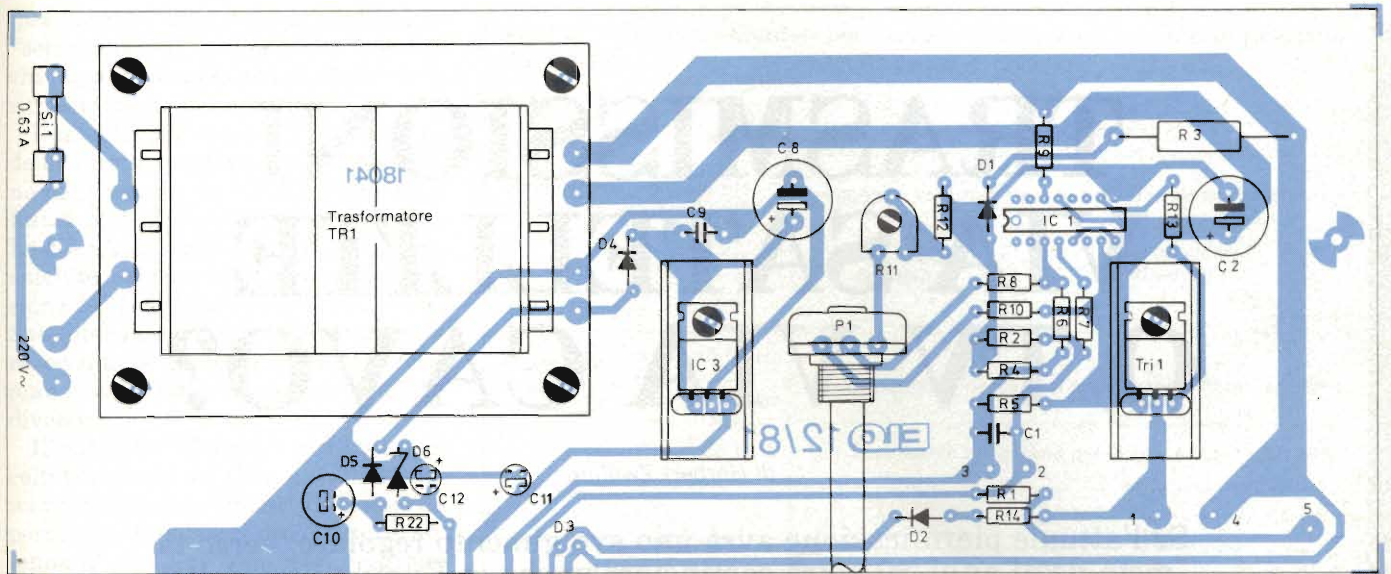



Fig. 3. Disposizione dei componenti sui due circuiti stampati di cui è composta la stazione di saldatura: circuito principale (sotto) e circuito del display (a destra).

la taratura è terminata, in quanto il livello di zero all'interno dell'integrato viene aggiustato automaticamente

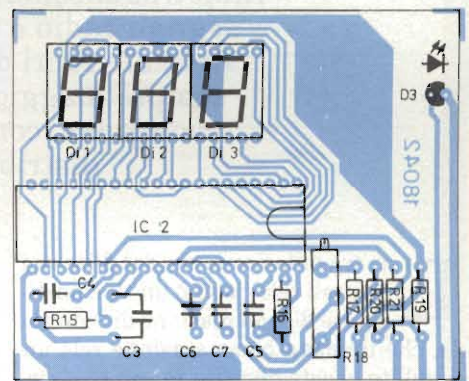
Alimentazione e taratura

Il trasformatore TR1 ha un avvolgimento primario a 220 V/65 VA (potenza di picco, circa 100 VA) e due avvolgimenti secondari, uno dei quali (24 V/2,5 A) alimenta i circuiti elettronici di regolazione della temperatura ed il saldatore. Il secondo avvolgimento secondario serve ad alimentare l'indicatore digitale. La tensione di alimentazione positiva necessaria per IC2 (5 V) viene raddrizzata da D4 e stabilizzata da IC3, nonchè da C8, C9 e C11. Una tensione ausiliaria negativa di circa – 5,6 V viene ottenuta tramite D5, R22 ed il diodo zener D6, e viene poi livellata e filtrata da C10 e C12.

Per poter usare in modo adeguato la stazione di saldatura LS 7000, sarà per prima cosa necessario tarare la scala del potenziometro di regolazione della temperatura. Non avendo a disposizione un termometro di sufficiente precisione per misurare temperature intorno ai 400 gradi, è necessario escogitare un procedimento speciale per la taratura della scala del potenziometro.

Per tarare la stazione di saldatura, il potenziometro di regolazione dovrà essere ruotato fino al finecorsa sinistro (antiorario).

Questo punto, contrassegnato da un valore di 183 °C, servirà da punto di partenza per la successiva taratura, in quanto la lega di saldatura normalmente impiegata in elettronica (60/40) fonde o solidifica esattamente alla temperatura di 183 °C.

Il trimmer R11 viene ora ruotato, lentamente e con precauzione, fino a quando la lega saldante che si trova sulla punta del saldatore inizia a fondere e la piccola goccia comincia a pendere dalla punta. R11 dovrà essere ora ruotato in modo da interrompere l'afflusso della corrente di riscaldamento alla punta del saldatore (spegnimento del LED 3). Nel momento in cui la goccia di stagno sulla punta del saldatore solidifica, dovrà essere regolato R11 in modo che il riscaldamento riprenda. Con una certa pratica, la punta di saldatura potrà essere stabilizzata al punto di fusione della lega saldante, cioè esattamente a 183 gradi. Con questa operazione, la taratura della stazione di saldatura è praticamente finita. Con il potenziometro di regolazione della temperatura, questa potrà essere regolata nell'intero campo da 200 a 400 °C, essendo tuttavia ammessi piccoli scostamenti. La taratura sarà ancora più semplice osservando il display a tre cifre. Per la predisposizione dell'indicatore digitale della temperatura sarà sufficiente predisporre con R18 una tensione di 68 mV esatti, che verrà misurata, con un multimetro digitale ad elevata resistenza d'ingresso, tra i piedini 35 e 36 di IC2.

Elenco componenti per il misuratore di temperatura

Componente	Valore
Semiconduttori	
IC2	ICL 7107
IC3	ICL 7805
Di1-Di3	TIL 701 = DIS 1305
D4	1N 4001
D5	1N 4001
D6	ZPD 5,6
Condensatori	
C3	680 nF
C4	100 nF
C5	100 pF
C6	10 nF
C7	100 nF
C8	1000 μF/16 V
C9	330 nF
C10	100 μF/16 V
C11	10 μF/16 V
C12	10 μF/16 V
Resistori	
R15	33 kΩ
R16	100 kΩ
R17	27 kΩ
R18	1 kΩ, trimmer multigiri
R19	100 kΩ
R20	180 Ω
R21	10 kΩ
R22	1 kΩ
Varie	
1	Dissipatore termico ad U
1	Vite M3 x 6
1	Dado M3

TRASMISSIONI VIA SATELLITE O TV VIA CAVO?

di Herbert Zwilling

Se l'attuale pianificazione avrà uno svolgimento regolare, verso la metà degli anni '80 potrà cominciare anche in Europa l'era delle radiotrasmissioni dirette via satellite. Le possibilità di trasmettere segnali radio e televisivi tramite satelliti sono già ampiamente sfruttate fuori dall'Europa ed il sistema assume una diffusione sempre maggiore. La politica delle informazioni è in costante evoluzione, con cambiamenti non trascurabili nella struttura distributiva dei programmi radio e televisivi.

La trasmissione via satellite dei segnali televisivi è un tipo particolare di trasmissione direzionale, che impiega come stazione relè un satellite geostazionario in orbita a circa 36.000 km di altezza sulla superficie terrestre. Le tecniche di trasmissione, le tecnologie ed i sistemi più adatti sono già noti da qualche decina d'anni.

Parlando di televisione via satellite si dovrà fare una distinzione tra i satelliti per collegamento "da punto a punto" e quelli che irradiano direttamente verso terra (satelliti televisivi diretti); questi ultimi sono chiamati, in Inglese, DBS (Direct Broadcasting Satellites).

Per collegamento da punto a punto si intende la trasmissione di segnali da una stazione a terra, tramite un satellite, verso un numero limitato di stazioni riceventi situate in località ben definite; i satelliti di questa categoria possono avere una potenza di emissione relativamente bassa, mentre la ricezione a terra richiederà impianti molto potenti, con grandi antenne. L'irradiazione diretta richiede viceversa grandi potenze di trasmissione da parte del satellite, in modo da poter irradiare su aree della superficie terrestre molto estese e permettere la ricezione diretta del segnale da parte di molte piccole stazioni a basso costo, munite di antenne di diametro relativamente piccolo capaci di utilizzare direttamente l'energia del segnale.

La situazione al di fuori dell'Europa

In Nord-America, e specialmente negli USA, l'impiego dei satelliti per la diffusione di segnali radio-televisivi è ormai molto diffusa: da alcuni anni sono in funzione parecchi satelliti televisivi a vasta copertura che operano nella banda di frequenze dei 4 e dei 6 GHz.

Questi sistemi sono in realtà concepiti come collegamenti da punto a punto: l'irradiazione serve ad alimentare contemporaneamente circa 47.000 reti TV locali via cavo e circa 1000 trasmettitori terrestri via etere che pagano un giusto compenso a chi trasmette il programma. Al produttore compete la protezione dei segnali dagli usi indebiti

Fig. 1 - 16 programmi televisivi trasmessi da un impianto a cavo, presentati contemporaneamente sul teleschermo.

Tabella 1. Importanti criteri per stabilire i costi degli impianti di ricezione da satellite.

Criterio di ricezione	per i diversi segnali da ricevere	Impegno finanziario per la ricezione da più satelliti	
		Per impianti comunitari	per impianti individuali
Banda di frequenza	11,7 - 12,1 GHz oppure 12,1 - 12,5 GHz	banda passante necessaria per il convertitore: 400 MHz	
	11,7 - 12,5 GHz	Banda passante necessaria per il convertitore: 800 MHz	
Polarizzazione	uniforme	non occorre adattatore di polarizzazione, 1 convertitore di ricezione	basta una sola antenna con polarizzazione fissa
	non uniforme	occorre l'adattatore di polarizzazione, due convertitori di ricezione	antenna ricevente a polarizzazione commutabile
Posizione orbitale	Solo una	Saranno necessari solo un'antenna ed un convertitore, per ogni piano di polarizzazione	
	Più d'una	Parecchie antenne riceventi puntate in diverse direzioni, ciascuna provvista di un convertitore per ogni piano di polarizzazione	Antenna ricevente orientabile (automaticamente) oppure parecchie antenne diversamente orientate, eventualmente munite di commutatore di polarizzazione
Località geografica della stazione ricevente entro la zona di copertura	nel territorio verso il quale è indirizzata la trasmissione	*) G/T elevato	*) G/T basso
	Fuori dal territorio verso il quale è indirizzata la trasmissione	*) G/T molto elevato	*) *) G/T elevato
Caratteristiche dell' "unità interna" dell'impianto di ricezione		Per ognuno dei canali previsti, occorrerà un'unità di demodulazione /rimodulazione centrale per tutti gli utenti.	A causa della possibilità di sintonizzazione individuale sui singoli canali da ricevere, occorrerà un demodulatore /rimodulatore per ciascun utente

*) G/T indica il fattore di merito (una misura della sensibilità) dell'impianto di ricezione. G = guadagno dell'antenna T = temperatura di rumore del ricevitore.

(per esempio mediante un sistema di "scrambling"), in modo che soltanto chi paga il noleggio possa effettuare la ritrasmissione dei programmi.

I satelliti TV diretti nel vero senso della parola, compresi quelli che operano nella banda dei 12 GHz, sono stati finora realizzati solo a scopi di ricerca. La NASA ha lanciato nel 1974 il primo satellite sperimentale per radiodiffusione (ATS 6: Application Technology Satellite): le sue antenne possono essere orientate da terra tramite telecomando e dirette verso aree geografiche diverse.

Il satellite "Hermes", realizzato in collaborazione da USA e Canadà, ha iniziato il suo servizio nel 1976: esso ha permesso alle aziende produttrici di antenne di svolgere complessi programmi di collaudo per antenne del diametro di 0,6....1,6 m. Nel 1978 è entrato in orbita il satellite canadese ANIK B che, oltre ai servizi televisivi, è destinato anche alla trasmissione di dati.

Sempre nel 1978 è stato avviato in Giappone il programma BSE (Broadcast Satellite Experiment) che dovrebbe permettere la ricezione di programmi televisivi con antenne di 1....1,6 metri di diametro.

La situazione in Europa

In Europa, le possibilità di ricevere trasmissioni irradiate da satelliti sono ancora alquanto limitate. Il satellite geostazionario sperimentale per comunicazioni OTS 2 (Orbital Test Satellite), messo in orbita dall'Eutelsat nel 1978, è stato utilizzato, a partire dall'aprile 1982, dalla società britannica Satellit Television Ltd. (STL) per un programma televisivo finanziato da inserzionisti pubblicitari. Le emissioni erano in codice ed avvenivano secondo il sistema da punto a punto. Per la ricezione era necessaria l'approvazione degli enti radiotelevisivi nazionali dei diversi stati, che dovevano anche dare l'approvazione all'acquisto di un decodificatore per la decifrazione dei segnali.

La ricezione nella banda dei 12 GHz è possibile, sulla maggior parte del territorio europeo, mediante antenne paraboliche di 3 m di diametro. La ricezione su vasta scala da parte di privati risulterebbe proibitiva per gli alti costi delle apparecchiature riceventi, anche ammesso il consenso delle autorità locali.

I satelliti per l'irradiazione diretta di programmi radiotelevisivi non sono ancora disponibili in Europa. La Conferenza per la regolamentazione delle radiodiffusioni (WARC), svoltasi a Ginevra nel 1977, ha stabilito le norme tecniche relative al servizio; ad ogni nazione europea furono assegnati 5 canali, nonchè la posizione orbitale dei satelliti nazionali e le loro aree di copertura. Poichè tutte le norme si basano sullo standard europeo di 625 righe, la trasmissione di segnali via satellite secondo gli standard HDTV sarà difficilmente possibile in tempi brevi.

Il progetto di un satellite franco-tedesco si basa su un accordo concluso nell'aprile 1980 tra i governi della Francia e della Repubblica Federale Tedesca. In una fase preliminare, dovranno entrare in esercizio dapprima un satellite tedesco (TV Sat-1) e, circa 6 mesi più tardi, un satellite francese di costruzione pressochè analoga (TDF-1). I satelliti appartenenti a questo progetto conterranno ciascuno cinque trasponditori (transponder) ma, a causa della potenza ancora limitata della batteria solare, nella versione preliminare soltanto tre potranno essere contemporaneamente operativi. Conside-

rando l'attuale avanzamento del progetto, non se ne può prevedere l'entrata in funzione prima del 1985.

Nel Lussemburgo sono già stati conclusi gli studi preliminari per un progetto di satellite (Lux-Sat) destinato all'irradiazione di programmi finanziati dalla pubblicità nelle lingue Francese, Tedesco ed, in alternativa, Inglese od Olandese. Se la decisione del consiglio di amministrazione della CLT (Compagnie Luxembourgoise de Telediffusion) dovesse aver luogo in tempi brevi, il satellite potrebbe essere lanciato in orbita verso il 1985.

Nel maggio 1980 è stata fondata la società Tel-Sat AG, con lo scopo di favorire l'utilizzazione privata dei canali via satellite riservati alla Svizzera. Le PTT sono interessate all'esecuzione ed alla gestione tecnica del progetto, mentre la società svizzera di radiotelevisione SRG si batte in favore di una gestione pubblica. Il Governo svizzero non ha ancora preso una decisione in merito.

L'Agenzia Spaziale Europea (ESA) ha incaricato la British Aerospace di progettare il cosiddetto "Large Satellite" (L-Sat), la cui partenza è prevista per il 1986. Questo satellite sperimentale multi-ruolo permetterà la trasmissione di due canali TV. Una delle aree di irradiazione dovrebbe corrispondere all'orbita assegnata dalla WARC all'Italia. La seconda direzione di irradiazione dovrebbe essere indirizzata verso varie regioni europee mediante un'antenna orientabile. Secondo le indicazioni dell'ESA, prenderanno parte alla fase finale del progetto i Governi del Belgio, della Danimarca, della Gran Bretagna, dell'Italia, del Canadà, dell'Olanda, dell'Austria, della Spagna e della Svizzera. Si spera che il modello L-Sat si riveli utile per studiare la messa in opera di future stazioni radio orbitali di maggiori dimensioni, destinate per esempio a Gran Bretagna ed Italia.

Secondo il punto di vista prevalente nei paesi scandinavi, dovrebbero trascorrere almeno sei anni tra la decisione finale e l'entrata in esercizio del sistema nordico di satelliti (Nordsat). A causa dei vasti spazi da coprire nelle zone nordiche, si dovranno mettere a punto componenti speciali, come tubi ad elevata potenza, multiplatori d'uscita ed antenne, che attualmente non risultano disponibili sul mercato mondiale.

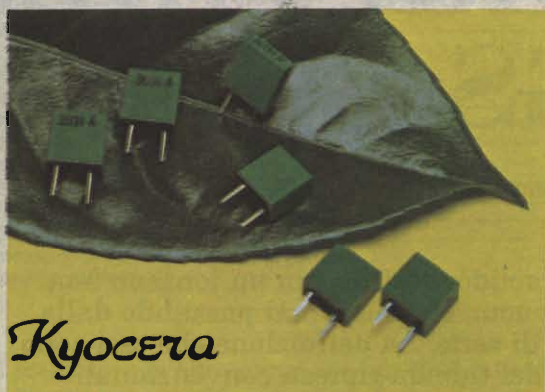
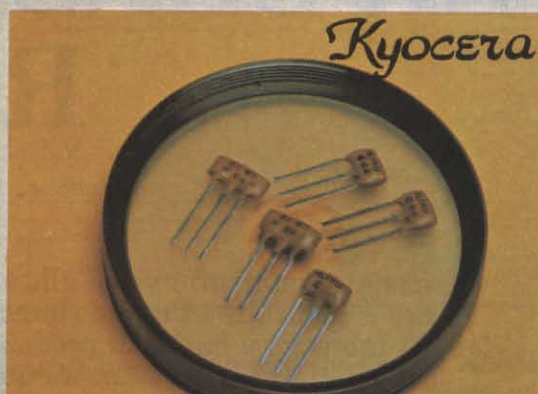
Gli impianti individuali di ricezione da satellite potranno, nella quasi totalità dei casi, soddisfare solo ad esigenze piuttosto limitate, specialmente quando si vorranno ricevere programmi provenienti da satelliti appartenenti a nazioni confinanti, e quando non si vorranno sostenere spese eccessive per le apparecchiature e la loro installazione (il prezzo non dovrebbe in questo caso superare quello di un normale televisore a colori).

Soluzioni molto più economiche ci potranno essere nel caso che la ricezione e la distribuzione dei programmi via satellite avvengano nell'ambito di comunità con appositi impianti d'antenna, in quanto gli elevati costi degli impianti e della loro installazione potranno essere ripartiti tra i diversi utenti. In *tabella 1* sono riportati i più importanti criteri per la ricezione dei segnali da parecchi satelliti, con un'indicazione comparativa dell'impegno finanziario necessario per installare gli apparecchi per la ricezione individuale o comunitaria. Risulta chiaramente dai dati che:

- le esigenze da soddisfare sono del tutto diverse nei casi di trasmissione del segnale sulla banda superiore, su quella inferiore o su entrambe contemporaneamente,
- nel caso di segnali a diversa polarizzazione, nella ricezione comunitaria saranno necessari un variatore di polarizzazione ed un secondo convertitore di ricezione,
- la sensibilità dell'impianto ricevente deve essere adattata alla posizione geografica del luogo di installazione, anche in base al livello medio locale dei segnali spuri.

Gli impianti di ricezione via satellite per utenti singoli o per il servizio di piccole comunità, saranno diversi dai veri e propri impianti comunitari. Gli impianti per grandi comunità e per trasmissione TV via cavo sono di tipo speciale, adattati alle tecnologie delle attuali stazioni di testa.

Nelle reti di distribuzione di molti paesi europei, i canali di trasmissione finora previsti sono tutti, o quasi tutti, utilizzati. Questa situazione è chiarita nella *figura 1*, che mostra i 16 canali televisivi trasmessi in un impianto via cavo installato in Belgio. Per facilitare la scelta del canale desiderato da parte dell'utente, uno dei canali liberi viene utilizzato per trasmettere contemporaneamente sullo schermo tutti i programmi.

Gli impianti di nuova costruzione dovranno perciò essere concepiti prevedendo un maggior numero di canali disponibili: ciò richiede spesso frequenze portanti fino a circa 400 MHz. Le apparecchiature attive e passive per la trasmissione di 30 o più canali televisivi e della banda FM sono già disponibili in commercio.

■

PERIFERICHE PER SENSORE VIDEO RGS

di Lodovico Cascianini, Philips SpA

I sensori d'immagini video allo stato solido, destinati in un lontano non futuro a sostituire i tubi da ripresa a vuoto, stanno ormai passando dalla fase di prototipi a quella di produzione di serie. La definizione che essi sono capaci di dare non è ancora quella dei tubi da ripresa convenzionali (vidicon e Plumbicon). La definizione offerta da quelli attualmente presentati in commercio è però già tale da sostituire i Vidicon in molte applicazioni. In questo articolo si vuole dare un'idea di come dovrà essere la circuiteria esterna richiesta da questi sensori.

Il sensore video a gate resistivo RGS (RGS = Resistive-Gate-Sensor) appartiene alla famiglia dei sensori CCD (CCD = Charge Coupled Device) ed è formato da 300 elementi fotosensibili verticali x 200 orizzontali. La diagonale dell'immagine riprodotta sul chip misura 7 mm, e corrisponde pertanto al formato cinematografico Super-8. L'immagine ottica messa a fuoco sulla superficie del cristallo produce all'interno, per fotoemissione, un'immagine corrispondente formata da cariche elettriche. Il sistema di lettura di questa immagine è quello denominato P^2CCD. (P^2CCD = Peristaltic Profile Charge Coupled Device) ed è descritto in 5) nella bibliografia.

Questo sensore è particolarmente adatto per la realizzazione di telecamere destinate ai sistemi di protezione, sorveglianza e misura; viene presentato in un contenitore DIL 28 di ceramica, sigillato da una finestrella di vetro.

La *figura 1* riporta la truttura essenziale del sensore RGS. Essa è formata da tre aree funzionali e precisamente:

1) da elementi fotosensibili disposti a matrice e da elettrodi di integrazio-

2) da due registri di indirizzo di riga A e B per le righe rispettivamente pari e dispari

3) da un registro di lettura P^2CCD.

Una descrizione dettagliata di que-

Il sensore video RGS sostituirà in alcune applicazioni il vidicon in una telecamera per immagini in bianco e nero. L'area sensibile dove viene formata l'immagine elettrica misura 42 mm². Gli elementi di cui è fatta l'immagine sono 60.000. Ogni riga orizzontale dell'immagine ne contiene 200; le righe sono 300.

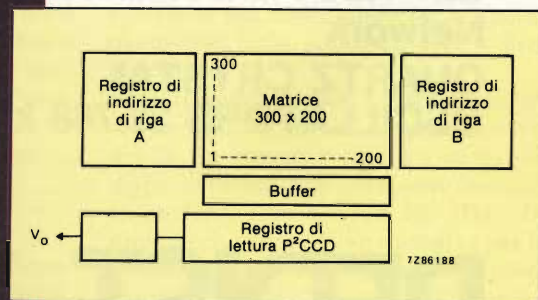
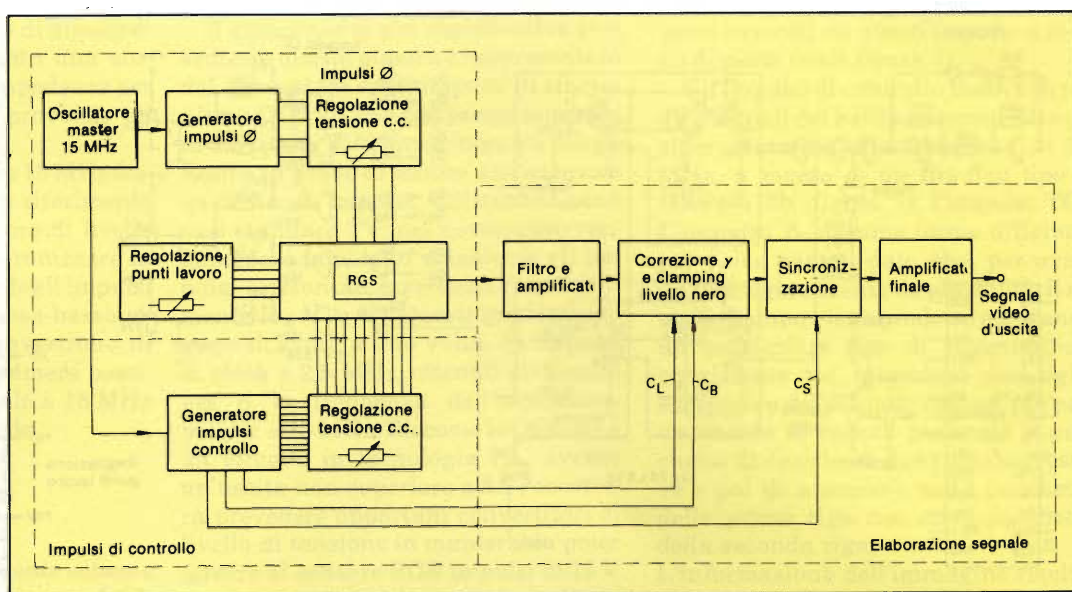



Fig. 1 - Struttura di principio del sensore RGS a gate resistivo.

Fig. 2 - Schema a blocchi indicante le funzioni principali richieste per far funzionare il sensore RGS. Queste sono: un generatore che produce gli impulsi necessari al trasferimento all'esterno, delle cariche prodotte fotoelettricamente nel chip del sensore (piastra impulsi Ø); un generatore degli impulsi di controllo (piastra impulsi di controllo); un processore del segnale video (piastra elaborazione segnale).

sto sensore è presentata in altra parte della rivista. In questo articolo viene descritta soltanto la struttura circuitale delle periferiche esterne richieste (RGS-4), per poter ralizzare con questo sensore, una telecamera in bianco e nero.

Descrizione delle periferiche di controllo

Lo schema a blocchi è riportato in *figura 2*. Il sistema di controllo è in grado di fornire ai capi di una impedenza di 75Ω un segnale video con ampiezza di 1 V_{pp} conforme agli standard CCIR.

Esso incorpora le seguenti funzioni:

— un generatore degli impulsi di trasferimento (impulsi Ø)

— un generatore degli impulsi di controllo

— un elaboratore del segnale video.

Ciascuna delle suddette funzioni è stata realizzata su piastra di circuito stampato separata. Nello schema a blocchi di *figura 2* le tre piastre sono evidenziate mediante righe tratteggiate.

Generatore degli impulsi di trasferimento delle cariche

Lo schema a blocchi è riportato in *figura 3*; nella *figura 4* è indicato il relativo circuito elettrico con le sue varie regolazioni, mentre nella *figura 5* si può vedere l'andamento della sequenza degli impulsi necessari al pilotaggio del registro di lettura P²CCD.

Un oscillatore a cristallo accordabile, controllato a quarzo, fornisce gli impulsi di clock al sistema. Due divisori di frequenza, realizzati con due circuiti integrati flip-flop D (74LS74), seguiti da porte NOR e da 3 stadi pilota MOS (75361) provvedono a generare gli impulsi di trasferimento (in parte sovrapposti) Ø1...Ø4 e ØR (figura 5). Questi impulsi sono quelli richiesti per pilotare il registro di lettura P²CCD. Gli impulsi vengono prelevati per via capacitiva e "agganciati" ad un dato livello in continua. La logica TTL-Schottky con cui sono realizzati i suddetti integrati assicura una forma ben definita a questi impulsi i quali avranno pertanto tempi di salita e di discesa estremamente brevi.

Il divisore che in figura 3 si trova in alto, inizia a funzionare in corrispondenza del fronte posteriore degli impulsi di clock, quello in basso, in corrispondenza del fronte anteriore degli stessi impulsi. Questi divisori vengono sincronizzati da un impulso start/stop (inibizione, vedi figura 3) applicato ai loro ingressi "preset".

Le righe vengono indirizzate in cadenza alternata durante i successivi impulsi di cancellazione C_B (quando cioè Ø1, Ø2 risultano "alti", e Ø3 e Ø4 risultano "bassi"); durante il periodo di indirizzamento di riga, l'impulso di inibizione impedisce che i quattro impulsi Ø vengano trasmessi al registro di lettura.

Appena prima dell'inizio dell'impulso di inibizione, un impulso clamping C_L (vedi figura 8) provvede ad agganciare il livello del nero del segnale video. Se il registro di lettura viene sincronizzato dopo il passaggio di una nuova informazione dell'immagine, il valore del segnale di clamping del livello del nero comparirà all'uscita del registro, 1,8 µs prima dell'arrivo del segnale corrispondente al primo elemen-

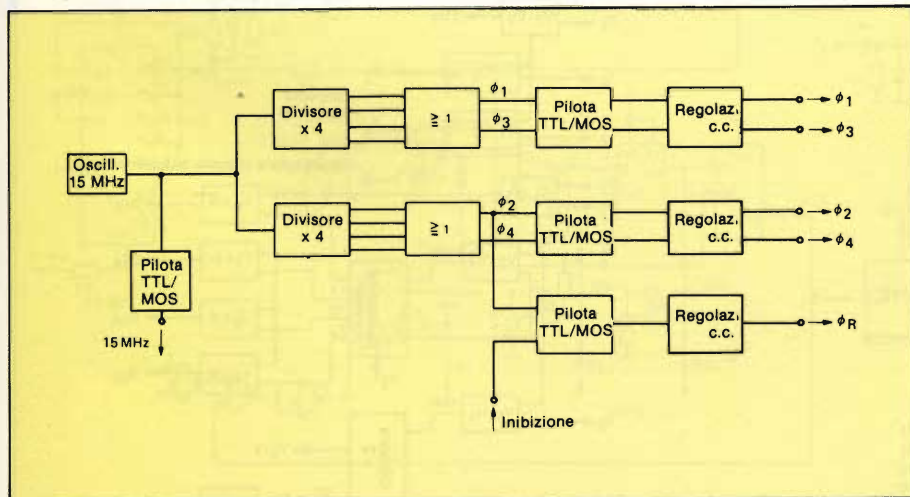



Fig. 3 - Schema a blocchi del generatore che produce gli impulsi Ø di trasferimento all'esterno delle cariche-immagine prodotte all'interno del chip.

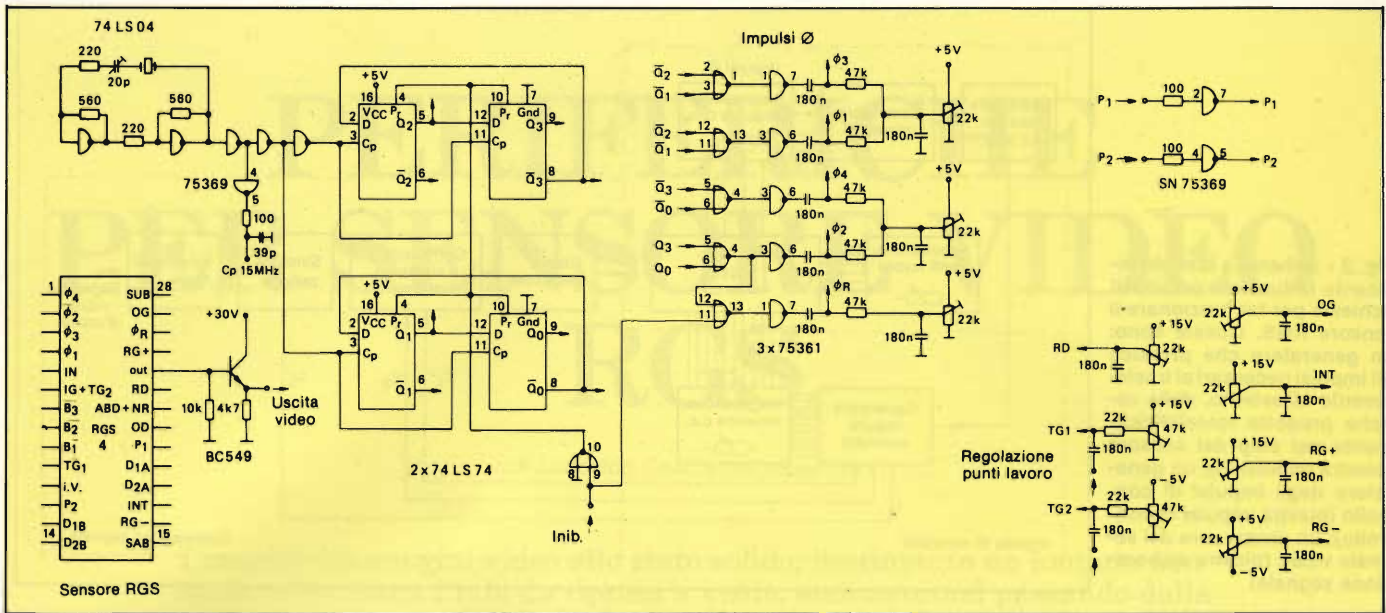



Fig. 4 - Schema elettrico del generatore indicato nello schema a blocchi di fig. 3.

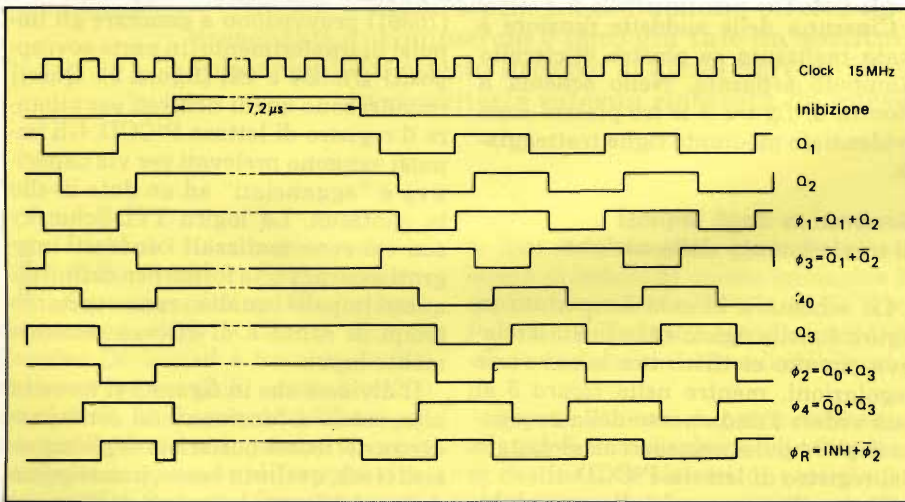
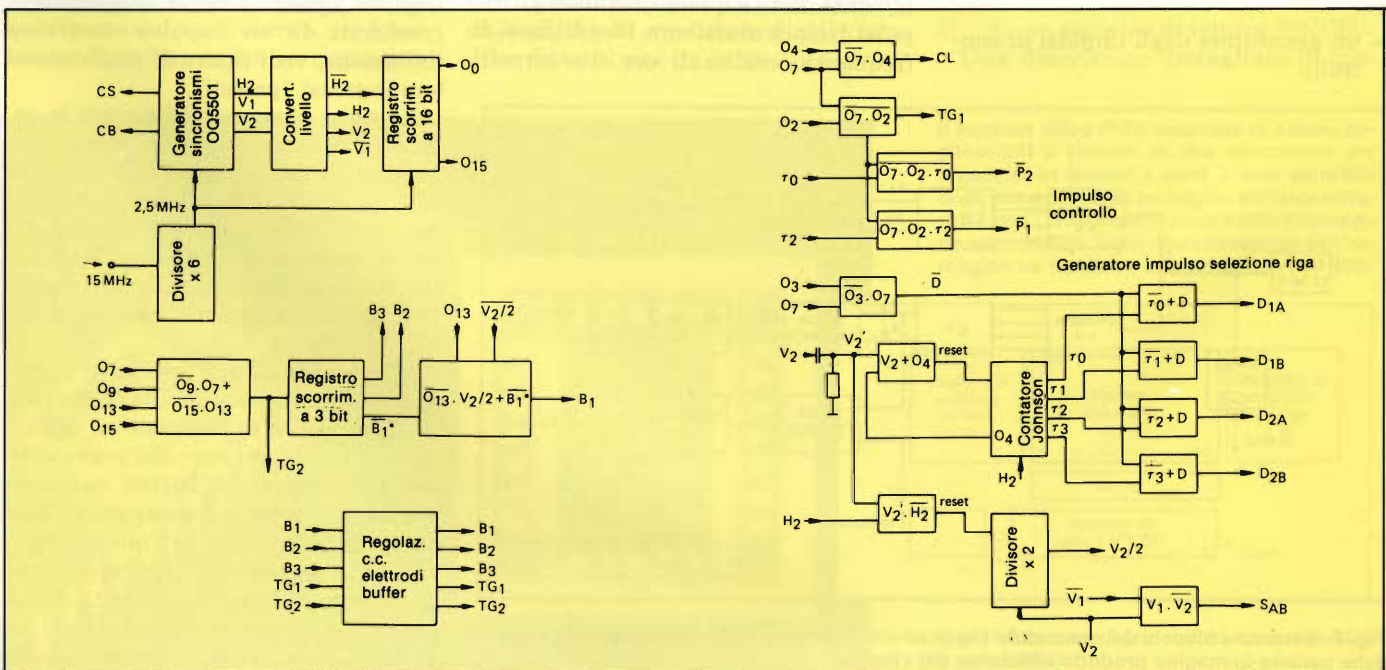



Fig. 5 - Andamento degli impulsi forniti dal circuito di figura 4.

to dell'immagine.

La piastra contenente il generatore degli impulsi di trasferimento incorpora anche tutti i regolatori che servono a fissare i punti di lavoro in cc del sensore RGS (indicati a destra, in basso in figura 4). La piastra contiene anche due invertitori (sempre in basso in figura 4), che provvedono a produrre gli impulsi (P_1 e P_2) di indirizzo di riga. L'uscita del sensore RGS viene appli-

Fig. 6 - Schema a blocchi del generatore che produce gli impulsi di controllo del sistema.

cata ad un "trasformatore di impedenza", che costituirà pertanto una sorgente di segnale a bassa impedenza per il successivo stadio che provvede ad elaborare il segnale video.

L'oscillatore a cristallo a 15 MHz fornisce anche un segnale di riferimento che tramite, un convertitore di livello TTL/MOS, servirà a sincronizzare la circuiteria del generatore degli impulsi di controllo. Un filtro passa-basso sistemato all'uscita del convertitore di livello provvederà a sopprimere possibili interferenze del segnale a 15 MHz sulle altre righe del segnale.

Generatore degli impulsi di controllo

La *figura 6* riporta mediante schema a blocchi, il generatore degli impulsi di controllo, e la *figura 7* ne dà il relativo circuito. Questa piastra è quella che fornisce gli impulsi di controllo ai registri di indirizzo di riga e al registro del buffer. La *figura 8* riporta la temporizzazione degli impulsi prodotti da questa piastra.

Il componente più significativo presente su questa piastra è rappresentato dal generatore degli impulsi di sincronismo OQ5501 che può essere impiegato in sistemi TV bianco/nero e a colori. Esso è in grado di fornire una notevole quantità di impulsi, utilizzabili per i vari standard TV; nel nostro caso vengono però impiegati solamente gli impulsi orizzontali e verticali rispettivamente H_2, V_1 e V_2. Questi impulsi vengono ricavati, a loro volta, da impulsi di clock a 2,5 MHz, ottenuti dividendo per 6 la frequenza dell'oscillatore-master a 15 MHz. Siccome lo OQ5501 è un circuito in tecnologia I^2L, avente un'uscita non superiore a 6 V, occorrerà prevedere opportuni convertitori di livello di tensione in maniera da poter fornire al sensore RGS impulsi di 15 V come appunto richiesto.

Gli impulsi da O_0 a O_{15} (vedi figura 6) vengono prodotti da un registro a scorrimento a 16 bit (due circuiti integrati HEF4015B da 8 bit), per mezzo del quale gli impulsi H_2 vengono sincronizzati alla frequenza di 2,5 MHz. Altri impulsi di controllo come C_L, TG_1 e TG_2 vengono ricavati da questi impulsi a mezzo di porte (vedi figura 7).

Gli impulsi di controllo B_1, B_2 e B_3 per gli elettrodi del buffer vengono ottenuti sincronizzando alla frequenza di 2,5 MHz, a mezzo di un flip-flop tipo D HEF40175b (figura 7), l'impulso TG_2. L'impulso B_1 assume forme differenti per i due campi, dato che, per avere un'immagine esente da sfarfallio, il secondo campo viene prodotto adottando un particolare tipo di "interlaccio", consistente nel mescolare due righe successive del secondo campo; più precisamente si spacca per metà il pacchetto di cariche di due righe successive e poi di sommano metà pacchetto della prima riga con metà pacchetto della seconda riga.
L'informazione dell'immagine risulterà pertanto formata come segue: 1/2 (riga 1 + riga 2), 1/2 (riga 2 + riga 3) ecc.

La *figura 9a* indica la sequenza degli elettrodi nel registro buffer, mentre la *figura 9b* riporta gli impulsi richiesti per la lettura rispettivamente diretta e interlacciata.

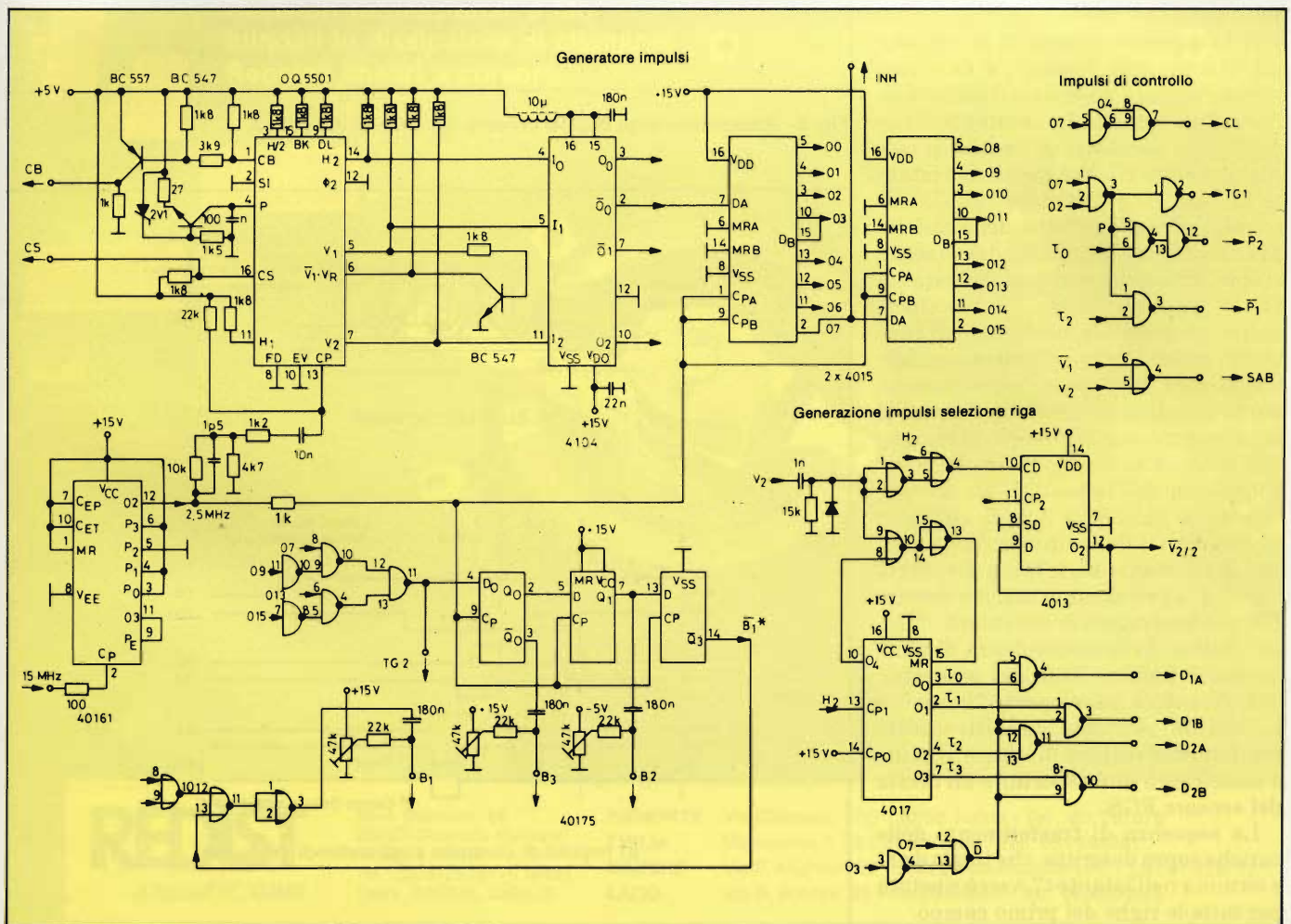



Fig. 7 - Schema elettrico del generatore indicato con lo schema a blocchi di fig. 6.

Qui di seguito illustreremo in dettaglio la sequenza degli eventi che hanno luogo quando i pacchetti di carica, durante il periodo di cancellazione di riga, vengono trasferiti dal gate resistivo al registro di lettura passando attraverso il registro buffer.

Trasferimento delle cariche attraverso il registro buffer

Il meccanismo di trasferimento delle cariche dal registro di buffer al registro di lettura, a prima vista sembrerebbe un po' complicato. Se verranno costantemente tenute presenti le strutture del buffer (figura 9a) e l'andamento dei segnali applicati ai relativi elettrodi (figura 9b) la comprensione di questo meccanismo, (certamente un po' complesso) risulterà notevolmente agevolata.

a) Primo campo (lettura diretta)

In corrispondenza del tempo t1 (figura 9b), le tensioni su TG_1 e B_1 sono "alte", per cui le cariche provenienti dall'area fotosensibile potranno riunirsi sotto questi elettrodi.

Nel successivo istante t2, la tensione sul TG_1 diventa "bassa", e di conseguenza tenderà ad isolare il buffer dall'area fotosensibile. In queste condizioni, l'intero pacchetto di cariche si raccoglierà sotto B_1. Nel successivo istante t3, sarà B_2 a diventare "alto", e di conseguenza il pacchetto delle cariche avanzerà verso la regione ed esso sottostante. In corrispondenza dell'istante t4, B_1 diventa "basso", e bloccherà quindi un possibile movimento di cariche in senso inverso. Contemporaneamente però, B_3 diventa "alto", consentendo quindi al pacchetto di cariche di avanzare nuovamente verso la regione che si trova al disotto di lui. In corrispondenza dell'istante t5, B_2 diventa "basso" e bloccherà quindi anche in questo caso il flusso inverso delle cariche. Nell'istante t6, è TG_2 a diventare "alto" e a prendersi le cariche mentre B3 successivamente diventerà "basso". Infine, in corrispondenza di t7, (e questa è l'ultima fase del processo), TG_2 diventerà nuovamente "basso", e le cariche verranno definitivamente trasferite nel registro di lettura, il quale s'incaricherà di trasportarle all'uscita del sensore RGS.

La sequenza di trasferimento delle cariche sopra descritta, che inizia da t1 e termina nell'istante t7, verrà ripetuta per tutte le righe del primo campo.

b) Secondo campo (lett. interlacciata)

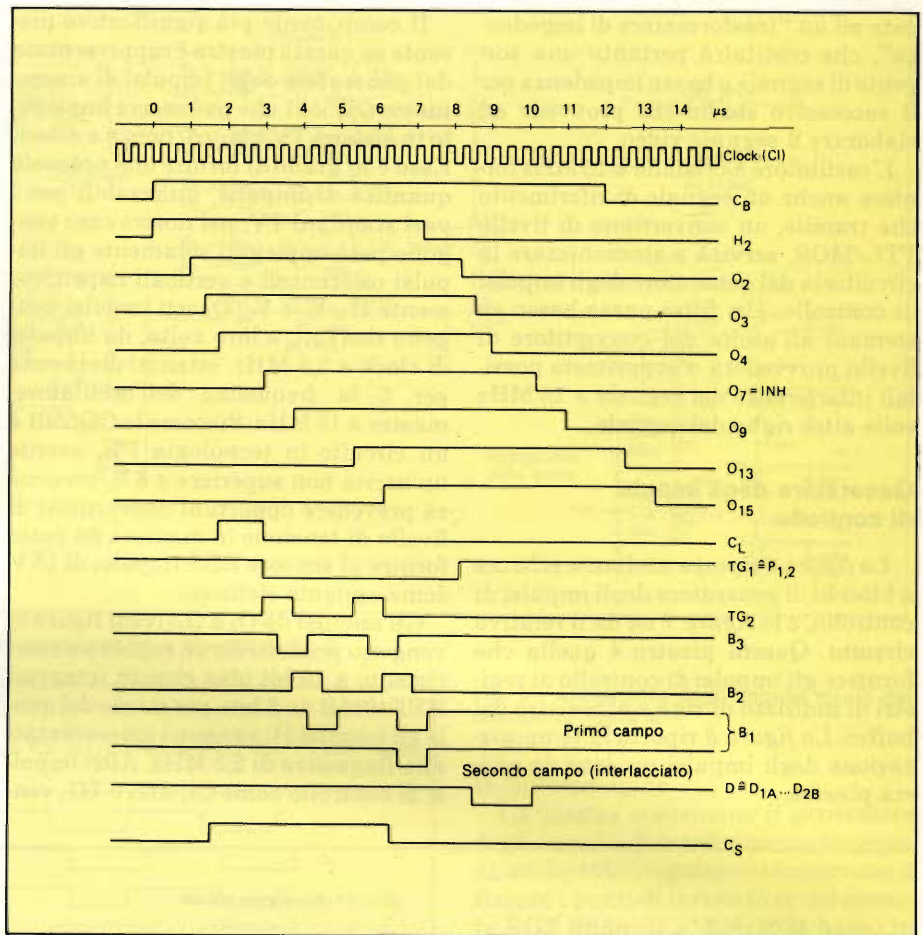



Fig. 8 - Andamento degli impulsi prodotti dal circuito di figura 7.

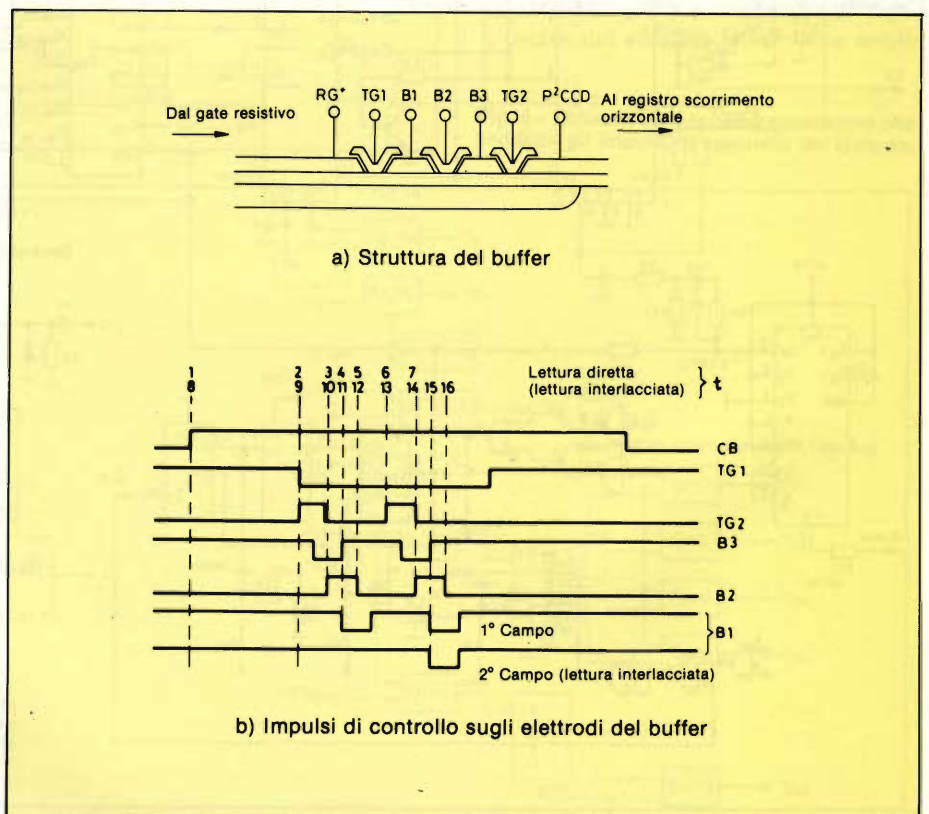



Fig. 9 - a) Struttura del buffer; b) impulsi di controllo applicati agli elettrodi del buffer.

Fig. 10 - a) Sequenza degli impulsi per l'indirizzamento di riga, b) circuito di indirizzamento di riga (registro A).

La sequenza degli eventi che si succedono dall'istante t8 all'istante t10, è identica a quella già descritta per il primo campo relativa agli istanti da t1 a t3. Successivamente, B_3 diventa "basso", mentre B_1 e B_2 diventano "alti", per cui il pacchetto di cariche verrà a trovarsi al disotto di questi elettrodi.In corrispondenza dell'istante t11, B_3 diventerà "alto" e il pacchetto delle cariche si disperderà al disotto dei tre elettrodi B_1, B_2 e B_3. In corrispondenza dell'istante t12, B_2 diventa "basso", e spaccherà quindi il pacchetto di cariche che si trova al disotto di B_3; in corrispondenza dell'istante t14, TG_2 diventerà nuovamente "basso" e trasferirà quindi questo pacchetto di cariche al registro di lettura. Contemporaneamente, però, B_2 diventerà "alto" e si prenderà il pacchetto di cariche che si trova sotto B_1, mentre nell'istante t15, B_1 diventerà "basso", bloccando in questo modo il flusso di cariche inverso; B_3 dal canto suo diventerà "alto" prendendosi in questo modo il pacchetto di cariche che si era radunato sotto l'elettrodo B_2. In corrispondenza dell'istante t16, B_2 diventa nuovamente "basso", bloccando il flusso di cariche inverso. Il pacchetto di cariche viene a questo punto trattenuto sotto B_3, (dato che TG_2 è ancora "basso"), rimanendo qui fino a quando metà pacchetto della riga che segue verrà aggiunto ad esso, dopodichè, questa combinazione di due metà pacchetti verrà trasferita al registro di lettura.

La successione alternata del primo e del secondo campo può aver luogo in maniera regolare e "pulita" grazie alla divisione in due dell'impulso verticale V_2 proveniente da OQ5501; il divisore in questo caso viene sincronizzato dal segnale differenziato V_2 e dall'impulso orizzontale H_2.

Per riuscire ad avere il migliore interallaccio possibile, gli impulsi B_1, B_2, B_3, TG_1 e TG_2 vengono agganciati a livelli in continua regolabili.

La piastra degli impulsi di controllo provvede a preparare anche gli impulsi di controllo per l'indirizzamento di riga. La *figura 10a* riporta la temporizzazione di questi impulsi, mentre la *figura 10b* indica il circuito di indirizzamento di riga.

Il circuito è formato essenzialmente da una coppia di registri a scorrimento MOS dinamici a due fasi, controllati dagli impulsi di clock P_1 e P_2. Ciascuna riga ha associato ad essa un transistore MOS mentre la selezione delle righe viene effettuata da impulsi negativi (D_1 e D_2) applicati alle sorgenti di questi transistori. Quest'ultime, normal-

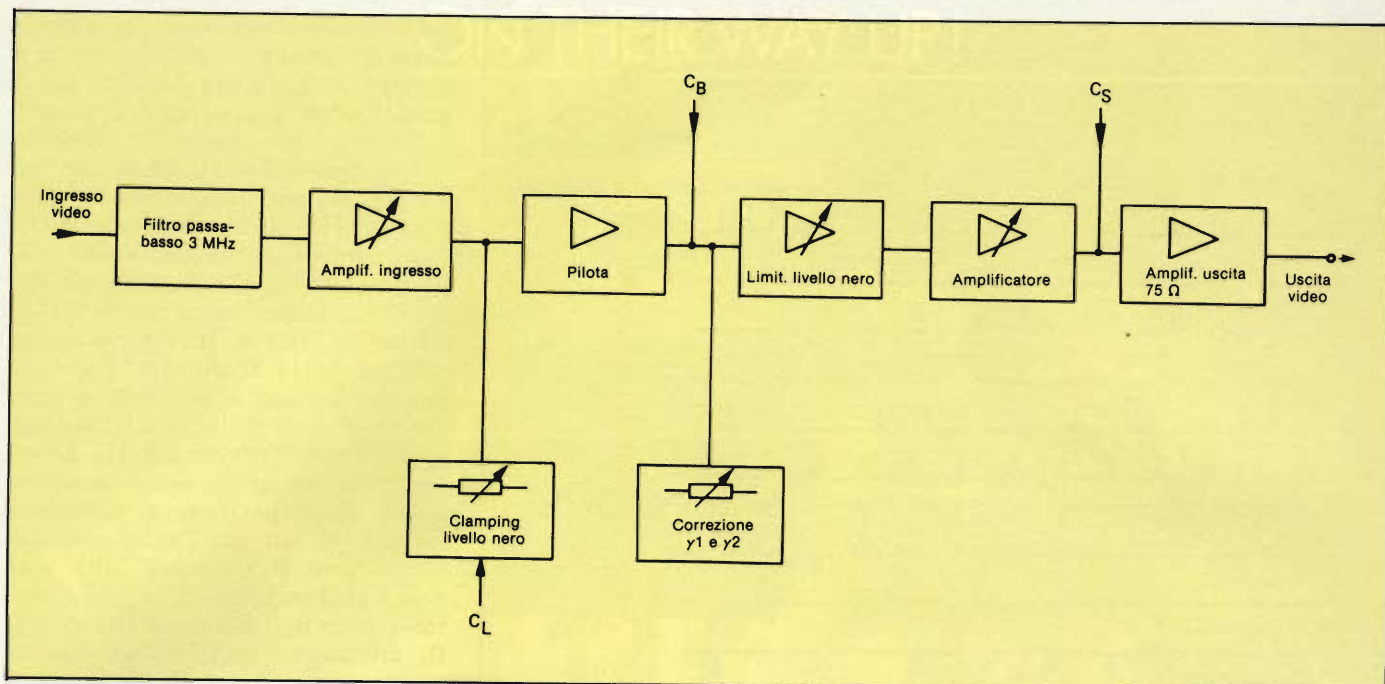



Fig. 11 - Schema a blocchi del processore del segnale video.

mente, risultano polarizzate positivamente durante un impulso, questa tensione cade però a zero, consentendo in questo modo alle cariche che formano la riga, di passare dagli elementi di integrazione ai canali di conduzione, e da questi al registro buffer.

Siccome ciascun stadio dei registri di indirizzo di riga alimenta due righe, la cadenza degli impulsi P_1, P_2, D_1 e D_2 avverrà a 1/4 della frequenza di riga. Per ottenere questo valore di frequenza, l'impulso orizzontale H_2 (proveniente da OQ5501) viene diviso in quattro ad opera di un contatore Johnson (HEF4017b), sincronizzato con la frequenza alternata di campo da un impulso di reset V_2' + O4. Un impulso di start S provvederà a resettare i registri a scorrimento MOS, ogni 312 righe e mezzo, e cioè ogni 20 ms.

Formazione del segnale video d'uscita

La formazione definitiva del segnale video conforme allo standard CCIR ha luogo nei circuiti riportati nelle *figure 11* e *12*, nei quali si trovano tutte le funzioni occorrenti per rendere il segnale video proveniente dal sensore, atto ad essere applicato ai display video convenzionali (monitori o televisori).

Per prima cosa, un filtro passa-basso (7VST), sistemato a monte dell'amplificatore di ingresso, provvede a sopprimere i segnali interferenti, presenti sul segnale video, prodotti dagli impulsi di clock. Il successivo amplificatore s'incarica di portare l'ampiezza del segnale video ad 1V (da picco a picco), mentre l'agganciamento al livello in continua del nero avviene ad opera dell'impulso C_L (figura 8c).

Il blanking di riga e la correzione del gamma (γ) vengono a loro volta introdotti tra l'amplificatore pilota e il limitatore dellivello del nero. Per le correzioni gamma 1 (γ1) e gamma 2 (γ2), i diodi (*figura 12*) rappresentano un attenuatore dipendente dalla tensione di uscita, per cui segnali superiori a 0,3 V (regolabili) e a 0,45 V rispettivamente, condurranno ad una riduzione del guadagno.

Gli impulsi di sincronismo vengono aggiunti nello stadio finale dell'ampli-

Tabella 1 - Funzioni dei terminali delle piastre

sensore + impulsi	*generatore impulsi*	*processore segnale video*	*presa video*
1 massa	1 massa	1 massa	1 segnale video
2 $\overline{P_2}$	2 massa	2 ingresso video	2 massa segnale video
3 $\overline{P_1}$	3 −5V	3 −5V	3 +5V
4 TG_1	4 TG_2	4 +5V	4 massa
5 uscita video	5 B_3	5 C_B	5 massa
6 SAB	6 B_1	6 C_S	6 −5V
7 D_{2B}	7 B_2	7 C_L	7 +15V
8 D_{2A}	8 C_B	8 uscita video	8 +30V
9 D_{1B}	9 C_S	9 massa	
10 D_{1A}	10 C_P 15 MHz		
11 B_2	11 SAB		
12 B_1	12 +5V		
13 B_3	13 C_L		
14 TG_2	14 INH		
15 −5V	15 TG_1		
16 massa	16 $\overline{P_1}$		
17 +30V	17 $\overline{P_2}$		
18 +15V	18 massa		
19 INH	19 D_{1A}		
20 +5V	20 D_{1B}		
21 C_P 15MHz	21 + 15V		
	22D_{2A}		
	23 D_{2B}		
	24 C_P 15 MHz		

Fig. 12 - Schema elettrico e punti di misura del processore del segnale video.

ficatore per cui all'uscita di quest'ultimo avremo un segnale video completo avente un'ampiezza di 1 V_{pp}.

Regolazioni per la messa a punto

La piastra contenente i circuiti relativi alla formazione del segnale video viene messa a punto indipendentemente dalla rimanente elettronica. La procedura di messa a punto di questa piastra è la seguente:

— Non applicare la tensione di alimentazione alla piastra ed applicare invece un segnale di 100 mVpp al suo ingresso, fornito da un vobbulatore con impedenza di uscita di 75 Ω.

— Collegare un oscilloscopio ad alta impedenza alla base del primo transistore (BC548) e regolare il filtro passa-basso in modo da ottenere la massima soppressione delle frequenze al disopra dei 3 MHz.

— Portare in posizione intermedia i potenziometri che fissano il punto di lavoro in continua di B_1, B_2, B_3 (fig. 7), RG', INT, TG_1, TG_2, Ø1...Ø4 e $Ø_R$ (figura 3 e 4), ed inoltre anche quelli presenti sul processore del segnale video.

— Regolare RD a 14 V, RG a 10 V e OG a 0,5 V.

— Eseguite le precedenti messe a punto, applicare la tensione di alimentazione e regolare Ø1 e Ø3, Ø2 e Ø4 (vedi figura 4) $Ø_R$, INT, RG^- e RG^+ in modo da ottenere sul monitore un'immagine più nitida possibile.

— Ottimizzare l'interallaccio mediante regolazione di B_1, B_2, B_3, TG_1 e TG_2

Fig. 13 - Andamento dei segnali presenti sui punti di misura della piastra del processore del segnale video. a) Segnale all'ingresso A; b) segnale dopo l'aggancio al livello del nero (B); c) segnale dopo la correzione del gamma; d) segnale all'uscita (D).

fino a quando sullo schermo del monitore non compaia un'immagine completamente esente da sfarfallio.
— Applicare all'ingresso (figura 13a) una tensione a dente di sega di 64 μs (tempo di scansione orizzontale) e con ampiezza di 100 mVpp, e regolare l'aggancio al livello del nero, la correzione del gamma (γ) e il limitatore del livello del nero agendo sui potenziometri, R_1, R_2 e R_4 rispettivamente (figura 12); regolare inoltre anche il guadagno dell'amplificatore agendo sui potenziometri R_3 e R_5, in maniera da ottenere le forme d'onda riportate in figura da 13b a 13d (i punti di misura da A fino a D sono riportati in figura 12).

Alimentatore

L'alimentatore di tutto il sistema deve essere in grado di fornire le seguenti tensioni:
+ 30 V, 10 mA;
+ 15 V, 150 mA;
+ 5 V, 150 mA;
— 5 V, 15 mA.

In figura 14 è riportato un alimentatore da rete capace di fornire le tensioni e le correnti indicate. Nel caso di telecamere portatili potrà essere impiegato un convertitore cc/cc alimentato da una batteria a 12 V.

Assemblaggio

Le tre piastre descritte potranno essere inserite verticalmente in un contenitore metallico con dimensioni di 70 x 125 x 90 mm³. La tabella 1 riporta le funzioni riguardanti i terminali delle tre piastre più i collegamenti ad una presa video a 10 terminali. ■

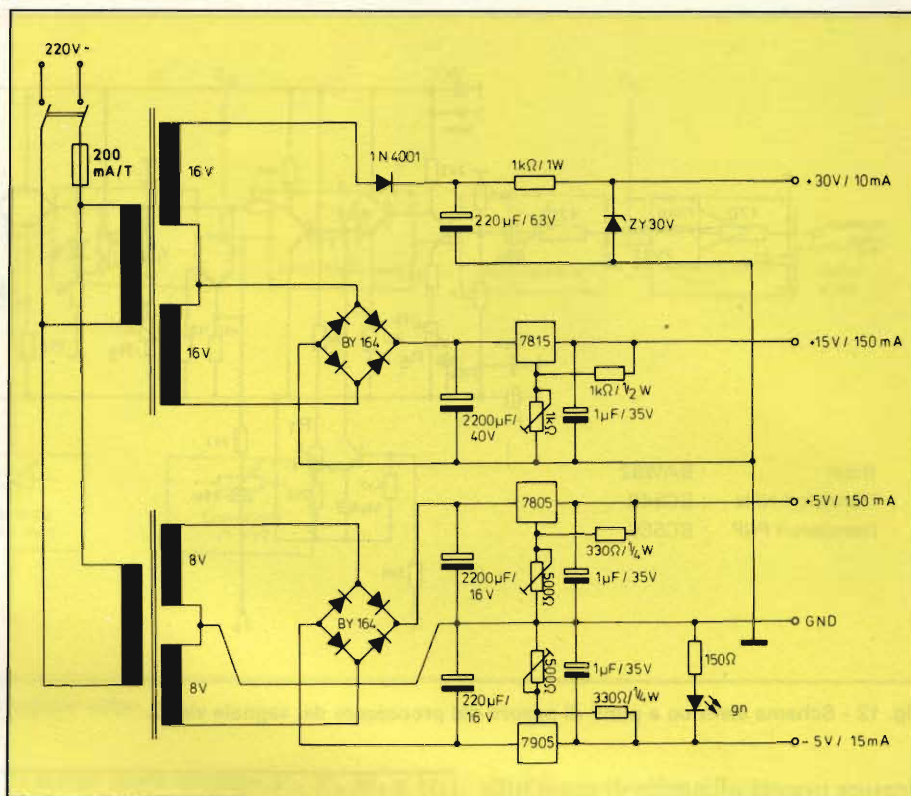



Fig. 14 - Sistema di alimentazione delle piastre.

Bibliografia

1) *Sistema di ripresa CCD: Una partenza difficoltosa:* Inter-Electronique - 1982 (disponibile).
2) *Dispositivi di ripresa allo stato solido:* David Bursky Electronic Design - 1981 (disponibile)
3) *Images CCD:* Jogn Miklosz - High technology 1982 (disponibile)
4) *Dispositivi allo stato solido per la riproduzione sullo schermo TV di immagini a colori da film o da diapositive.* L. Cascianini - Note d'Applicazione Philips 1981 (disponibile).
5) Hermann M. e J. Wolber: *Sensore d'immagine di riga P²CCD, tipo 500 B* (disponibile).

Il Videotex in Svizzera

Il servizio Videotex svizzero, annunciato diciotto mesi fa, dovrebbe entrare in funzione nel settembre del 1983, in base alle scadenze fissate dall'autorità postale. Secondo previsioni largamente condivise, nel 1985 il 2% della popolazione dovrebbe disporre di terminali. Se il Videotex dovesse essere venduto con la rapidità con cui si vendono i videogiochi, la percentuale potrebbe rapidamente salire al 10%; al limite, il numero degli utenti potrebbe uguagliare quello degli abbonati al telefono. Il Videotex, inizialmente concepito come servizio pubblico di informazione per aumentare l'utilizzazione della rete telefonica pubblica nelle ore serali e durante i week-end, si è ormai trasformato in un mezzo per lo scambio di informazioni commerciali e di altro tipo suscettibile di vaste applicazioni. Il primo a svilupparlo è stato il British Post Office allo scopo di offrire previsioni meteorologiche, notizie sportive, informazioni turistiche e così via agli utenti privati. Con la crescita del servizio però sono cresciute anche le richieste degli uomini d'affari e questo ha portato a un netto ampliamento della base di dati. Da servizio che offriva informazioni all'utente generico - pubblicità, annunci personali, tele-shopping, tele-banking, materiale educativo, giochi e libri elettronici - il Videotex in Gran Bretagna si è esteso al settore degli affari e offre ora informazioni commerciali, cataloghi di materiali e di componenti, brokerage, consentendo anche di accedere ai sistemi usati privatamente dalle grosse società. Nei numerosi paesi in cui è presente il servizio, gli utenti possono accedere in qualunque momento e con spesa limitata a una vasta gamma di informazioni aggiornate: orari delle linee aeree, orari ferroviari e delle linee automobilistiche, dati statistici generali, informazioni relative all'export, notizie e listini di borsa, guide ai divertimenti, informazioni su vendite di immobili, di automobili, ecc. chi ha interessi specifici può trovare ad esempio i prezzi delle derrate alimentari, dei biglietti aerei con relativa disponibilità di posti, nonché elenchi di sanitari, di farmacisti, di avvocati.

Il salva tempo

Se vi preoccupate per quanto vi costa il tempo impiegato per eseguire misure e misure, nel vostro lavoro di manutenzione e ricerca elettronica, riflettete su ciò che al riguardo vi può offrire il **nuovo oscilloscopio Philips PM 3207: "Il salva tempo".**

Schermo grande e di facile lettura, elevata sensibilità di 5 mV su entrambi i canali, somma e differenza, autotriggering con scelta della sorgente e trigger TV e doppio isolamento, cioè spina di alimentazione bipolare.

Banda di 15 MHz sufficiente per esigenze presenti e future.

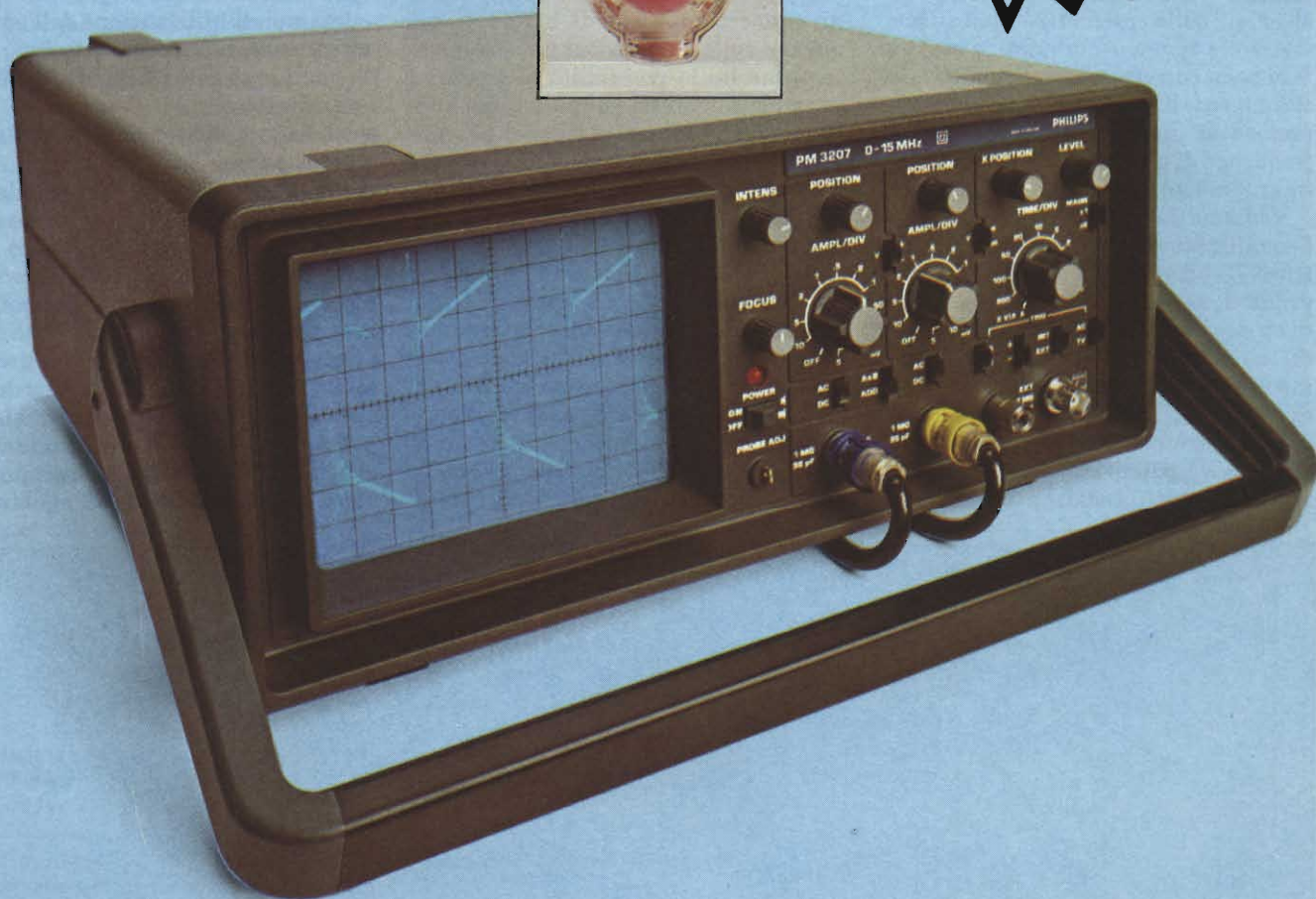
Aggiungete la tradizionale robustezza, affidabilità e qualità Philips e avrete solo un'ultima domanda:

"Bello! Ma il prezzo?"

Meno di quanto vi aspettiate.

Una documentazione intitolata "Soltanto dieci minuti del vostro tempo" vi convincerà che il PM 3207 potrà farvi risparmiare tempo e denaro. Telefonateci e ve la invieremo subito.

Philips S.p.A. - Divisione S&I
Strumentazione & Progetti Industriali
Viale Elvezia, 2 - 20052 Monza
Tel. (039) 3635.240/8/9
Telex 333343
Filiali: **Bologna** (051) 493.046
Cagliari (070) 666.740
Padova (049) 632.766
Palermo (091) 527.477
Roma (06) 33.02.344/5/6/7
Torino (011) 21.64.121

Pronta consegna!

Test & Measuring Instruments

PHILIPS

EQUALIZZATORE GRAFICO PARAMETRICO

di Edoardo Botti

Viene descritta la realizzazione di un equalizzatore in grado di attenuare o esaltare un numero massimo di cinque bande di frequenza sintonizzabili su tutto lo spettro 20 ÷ 20000 Hz adatto a controllare la tonalità del segnale proveniente da qualsiasi sorgente a frequenze audio.

L'equalizzatore parametrico e, soprattutto, l'equalizzatore grafico, sono i "componenti speciali" della catena HI-FI più diffusi.

A volte vengono chiamati, a mio avviso poco correttamente, "equalizzatori ambientali", in quanto avrebbero la pretesa di linearizzare la risposta in frequenza di un certo diffusore acustico in un ambiente.

Vediamo la differenza esistente tra l'equalizzatore "grafico" e il "parametrico". Il primo tipo è un dispositivo in grado di esaltare o attenuare il livello di strette bande di frequenza. Il numero di tali bande, variabile da modello a modello, può andare da 5 a un massimo di 32.

L'esaltazione e l'attenuazione sono regolate da potenziometri a cursore lineare, posti affiancati in modo che la loro posizione dia un'idea della risposta in frequenza dell'equalizzatore.

Il tipo "parametrico" ha, in genere, un numero inferiore di bande di frequenza sulle quali agisce (generalmente 4) ma ha la possibilità di variare i parametri dei filtri e quindi di spostare la frequenza di accordo nonchè la larghezza di banda di ciascuno di essi come mostrato in *figura 1*.

La differenza tra tali dispositivi e i normali controlli di tono sta nel fatto che, mentre questi ultimi lavorano su un'ampia banda di frequenze, gli equalizzatori agiscono su zone relativamente strette, in modo di compensare eventuali picchi o buchi presenti nella risposta in frequenza del sistema Hi-Fi non compensabili con i normali comandi "alti" e "bassi" dell'amplificatore. Non sono dunque sostituitivi l'uno dell'altro in quanto agiscono in situazioni differenti. A questo proposito si noti la *figura 2*.

I campi di utilizzazione dell'equalizzatore sono essenzialmente tre:
- negli impianti HI-FI e P.A. (pubblic address);
- nella amplificazione di strumenti musicali;
- nella registrazione amatoriale.

Nel primo campo esso si rivela estremamente valido nel correggere eventuali colorazioni del suono introdotte dal sistema dei diffusori causate, ad esempio, da picchi nella risposta in frequenza. Eccellenti risultati si possono ottenere anche nella correzione dei dischi e dei nastri commerciali registrati poco accuratamente eliminando squilibri timbrici presenti, purtroppo abbastanza spesso, soprattutto nei brani di

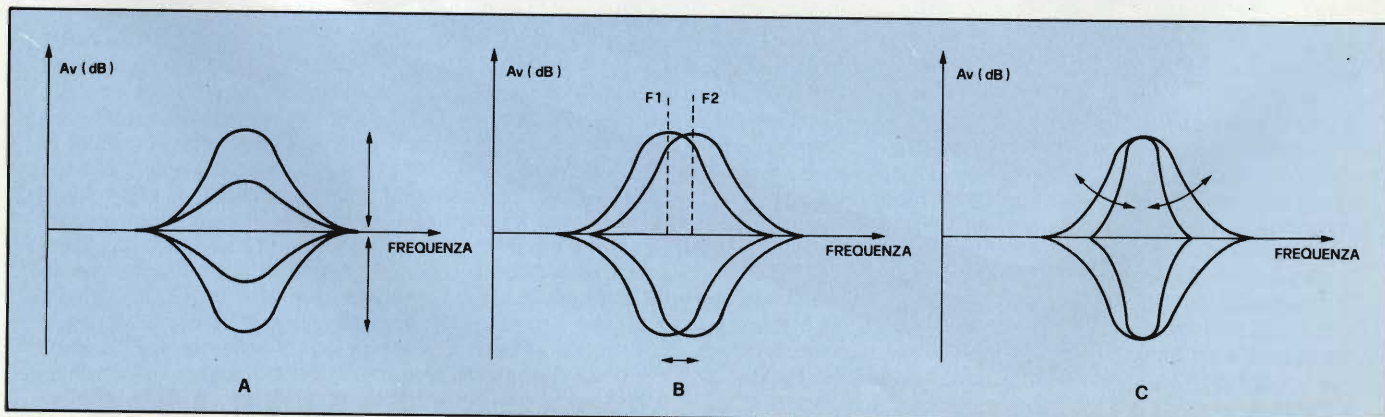
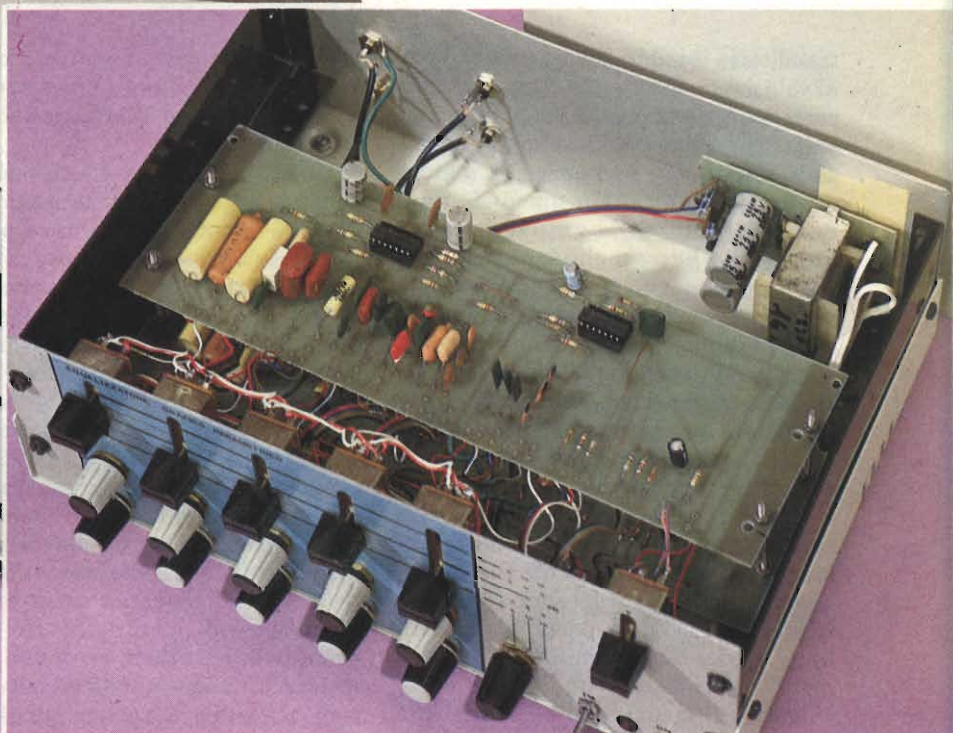



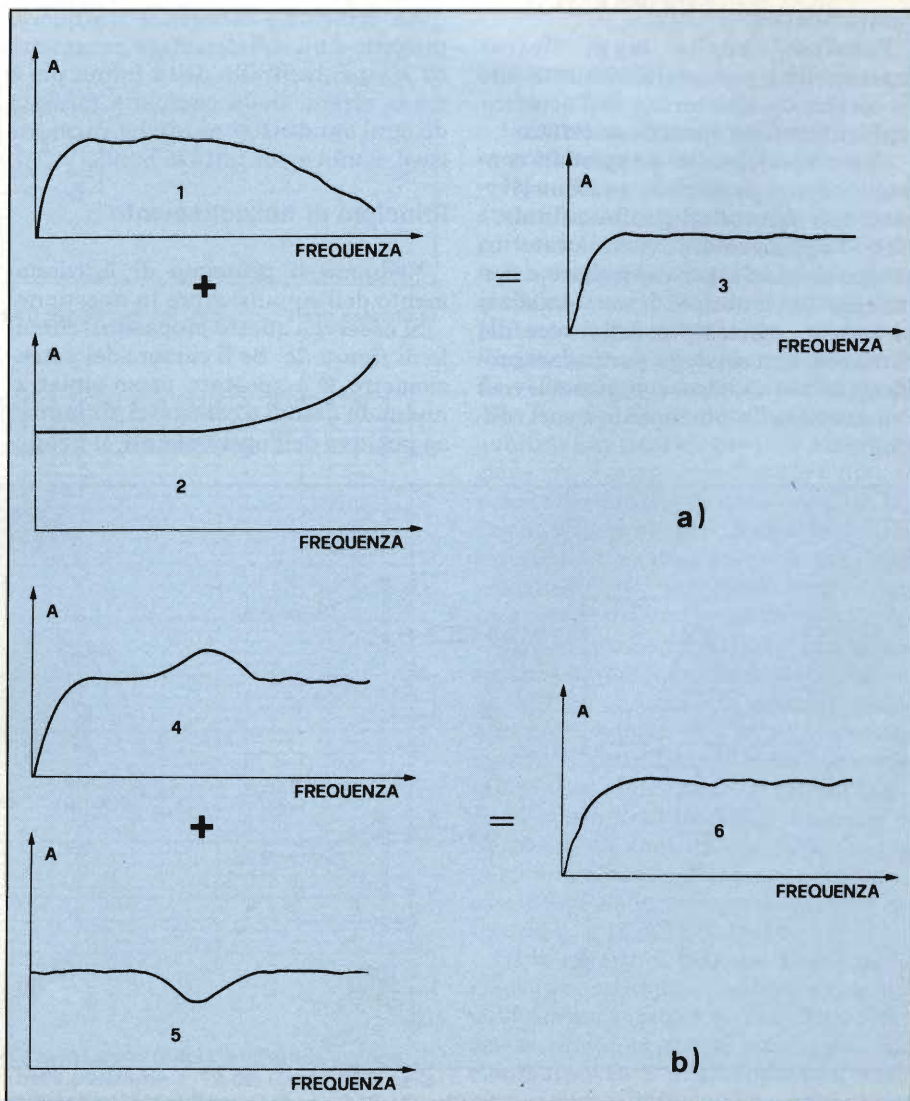
Fig. 1 - Risposte in frequenza ottenibili agendo sui controlli di una banda dell'equalizzatore. Il tipo parametrico può effettuare tutte e tre le regolazioni illustrate: A = ampiezza dell'esaltazione o dell'attenuazione B = frequenza di intervento; C = larghezza di banda. Il tipo grafico è in grado di effettuare solo il controllo A.

musica leggera.

Per quanto riguarda la correzione dell'acustica ambientale, occorre invece andare più cauti. La pressione sonora in un dato punto dell'ambiente è data dalla somma del segnale proveniente direttamente dall'altoparlante più i segnali che, dopo essere stati riflessi dalle pareti, giungono nel punto d'ascolto ritardati dal segnale diretto di un certo tempo dovuto al maggiore percorso che essi devono compiere.

Ad una data frequenza, il segnale totale sarà più forte o più debole di quello diretto se la somma avviene, rispettivamente tra sinusoidi in fase o in controfase tra loro. Esiste però un instante iniziale in cui è presente il solo suono diretto. La correttezza dell'intensità di questo primo suono è molto importante ai fini della qualità dell'ascolto.

Se, per una certa banda di frequenze, il suono, in una data zona della stanza, accusa una caduta di livello a causa delle riflessioni sulle pareti, si sarebbe tentati di agire sull'opportuno controllo dell'equalizzatore per riportare tale livello alla pari di quello delle altre frequenze.

Questo implicherà, all'ascolto, un

Fig. 2 - Una risposta in frequenza del tipo 1, è linearizzabile con un dispositivo avente una risposta in frequenza uguale a quella del grafico 2, facilmente ottenibile con i normali controlli di tono degli amplificatori. Se la risposta da correggere è del tipo illustrato nel grafico 4, bisogna invece ricorrere ad un equalizzatore.

transitorio iniziale del segnale dovuto al solo suono diretto più forte di quello corretto, e ciò può dare luogo ad un risultato acustico poco gradevole, anche se la risposta in frequenza, in regime continuo, è piatta. Un tipico effetto è quello dei colpi della gran cassa e gli attacchi del basso molto forti, mentre il prolungamento della nota la si avverte più come vibrazione del pavimento o dei mobili che come pressione sonora.

Un modo corretto di equilibrare la risposta in gamma bassa di una cassa in un dato ambiente consiste nello spostare la stessa in molte posizioni della stanza cercando quella che dà i migliori risultati. Per la gamma media e alta occorre agire sull'arredamento della stanza, inserendo elementi che causano un assorbimento del suono (tappeti, tende) nel caso di risposta troppo brillante, e viceversa eliminando tali elementi nel caso di suono troppo cupo. Inoltre l'influenza dell'ambiente alle alte frequenze è, di solito, piuttosto uniforme e quindi è più facilmente compensabile con il controllo "alti" dell'amplificatore.

Peraltro, anche leggi fisico-matematiche possono dimostrare che la correzione elettronica dell'acustica ambientale è un'operazione errata.

Comunque, limitati e ragionati controlli, in casi particolari, possono rivelarsi non dannosi al risultato finale.

Se l'equalizzatore viene usato in campo musicale, per controllare e modificare la timbrica di un qualsiasi strumento musicale o della voce del cantante, non esistono particolari problemi al suo utilizzo, e si possono così "smanettare" a piacimento i vari controlli.

Nel campo della registrazione amatoriale il dispositivo può essere molto utile per ottenere effetti speciali su voci, rumori ecc.

Una caratteristica che mi sembra essenziale per quasi tutte le applicazioni, è quella di poter scegliere con precisione le frequenze di intervento dell'equalizzatore. Un'altra prerogativa piuttosto comoda nel caso si usi il dispositivo per applicazioni HI-FI stereo, è la possibilità di realizzare l'apparecchio utilizzando potenziometri che possano agire contemporaneamente su entrambi i canali. La prima caratteristica è una prerogativa degli equalizzatori parametrici, ma la loro relativa complessità rende quasi impossibile la sua realizzazione in versione stereo con i controlli unici, in quanto occorrerebbero potenziometri quadrupli. Ho quindi pensato di realizzare un equalizzatore con circuitazione abbastanza semplice come il grafico, ma con la possibilità di scegliere con continuità le frequenze di intervento (da qui il nome "grafico-parametrico).

La principale differenza tra questo progetto e un equalizzatore parametrico sta nel controllo della forma più o meno stretta della campana formata da ogni banda (*figura 1c*) che, in questo caso, è unico per tutte le bande.

Principio di funzionamento

Vediamo il principio di funzionamento dell'equalizzatore in questione.

Si osservi a questo proposito il circuito di *figura 3a*. Se il cursore del potenziometro P è spostato verso sinistra, andando quindi a collegarsi all'ingresso positivo dell'operazionale, il guadagno dello stadio vale

$$A_v = \frac{Z}{R1 + Z}$$

Si ha quindi un'attenuazione, data dal partitore formato da R_1 e Z, in quanto, in questo caso, l'operazionale funziona da buffer.

Quando il potenziometro è spostato verso l'ingresso negativo, il guadagno dello stadio, che ora è in configurazione di amplificatore invertente, vale

$$A_v = \frac{R1 + Z}{Z}$$

Il guadagno passa quindi da un determinato valore (p. es. 2, che corrisponde a +6 dB) al suo inverso ($1/2 = 0,5$ che equivale a — 6 dB) passando per tutti i valori intermedi e, con il cursore a metà corsa, il guadagno è unitario, (corrispondente a 0 dB) qualunque sia il valore di Z. Il potenziometro P si intende di tipo lineare, in modo che, con il potenziometro in posizione centrale, la resistenza tra il cursore e i due estremi sia la stessa.

Nel caso in cui Z sia un circuito risonante RLC-serie, (*figura 3b*) la sua impedenza sarà sempre elevata tranne che alla risonanza e in un suo intorno, quindi solo in questa zona si avrà attenuazione o amplificazione del segnale. Disponendo di un certo numero di potenziometri collegati in parallelo in un circuito simile a quello di fig. 3a con il cursore connesso ciascuno a circuiti risonanti sintonizzati a diverse frequenze audio, si ottiene l'equalizzatore che ci interessa.

Nei circuiti risonanti, conviene sosti-

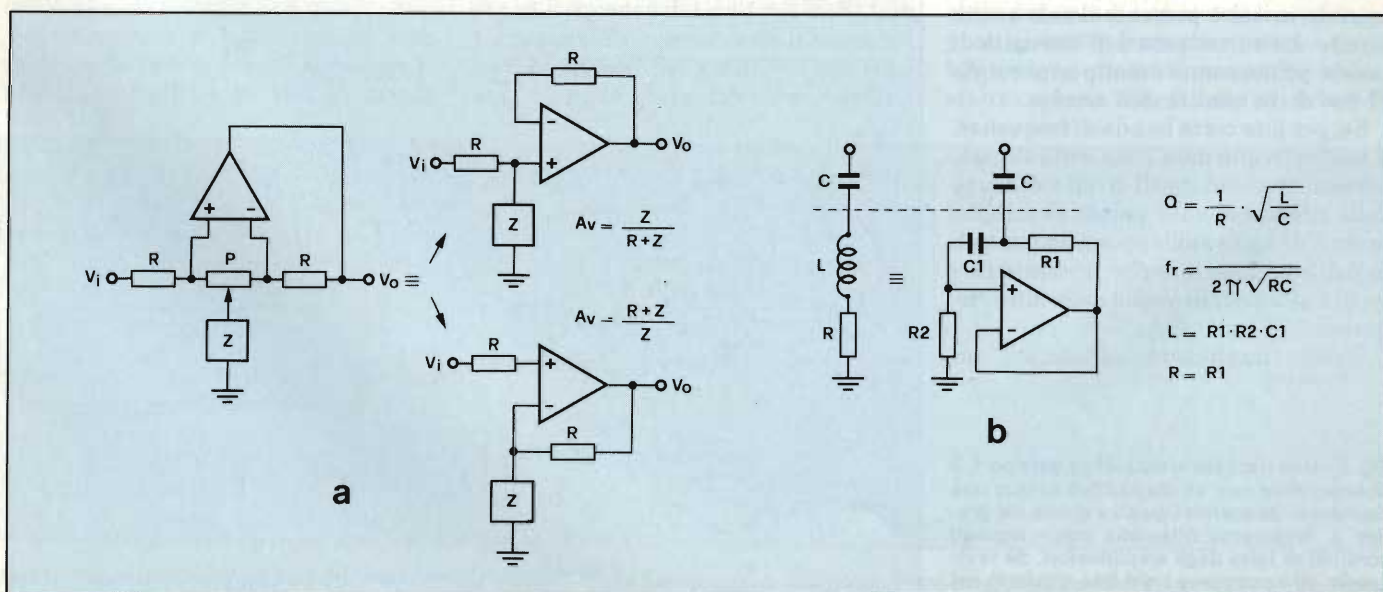



Fig. 3 - a) Circuito base dell'equalizzatore. b) Circuito RLC - serie in configurazione passiva e equivalente utilizzante l'induttanza sintetizzata.

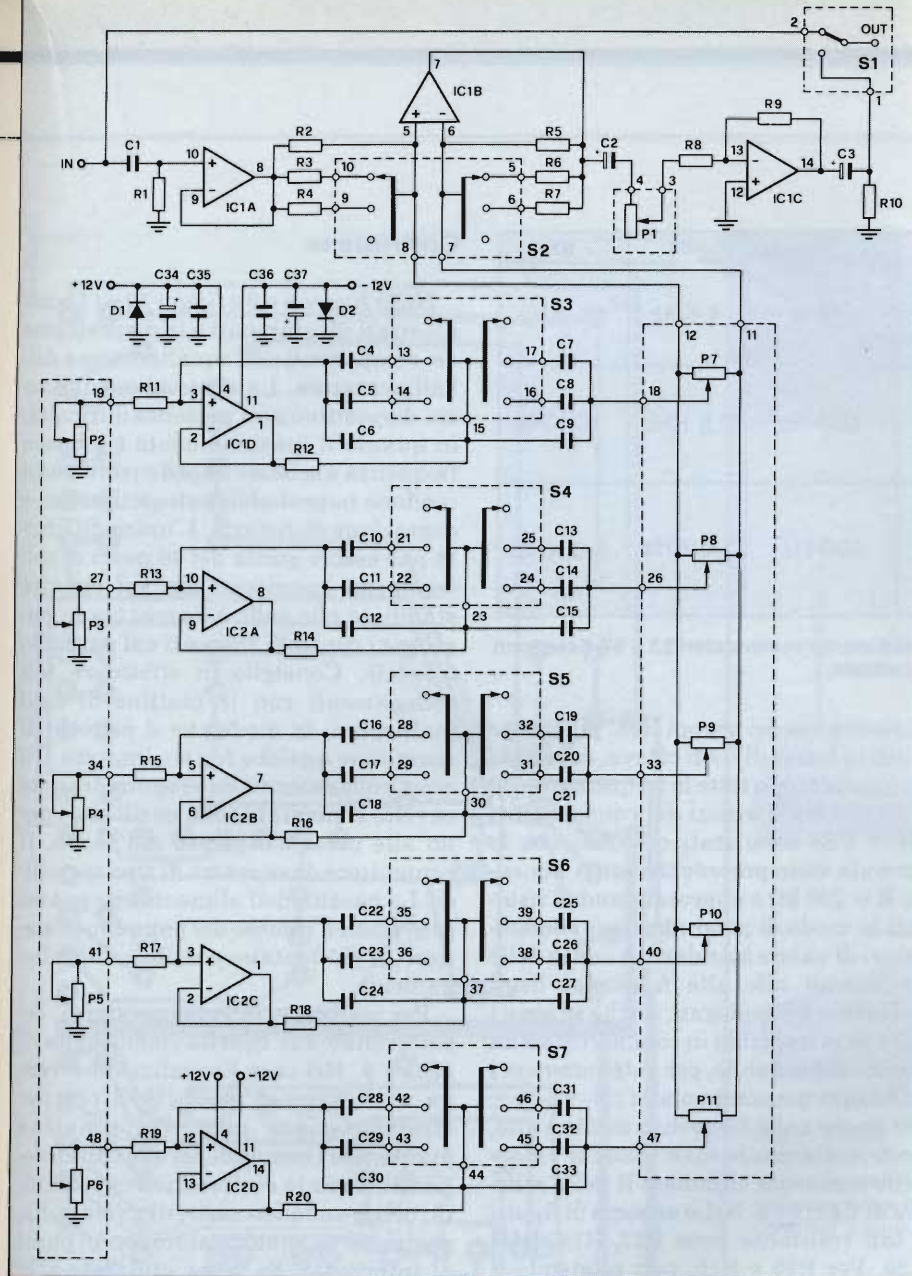



Fig. 4 - Circuito elettrico dell'equalizzatore. Le parti racchiuse dal tratteggio sono esterne al circuito stampato.

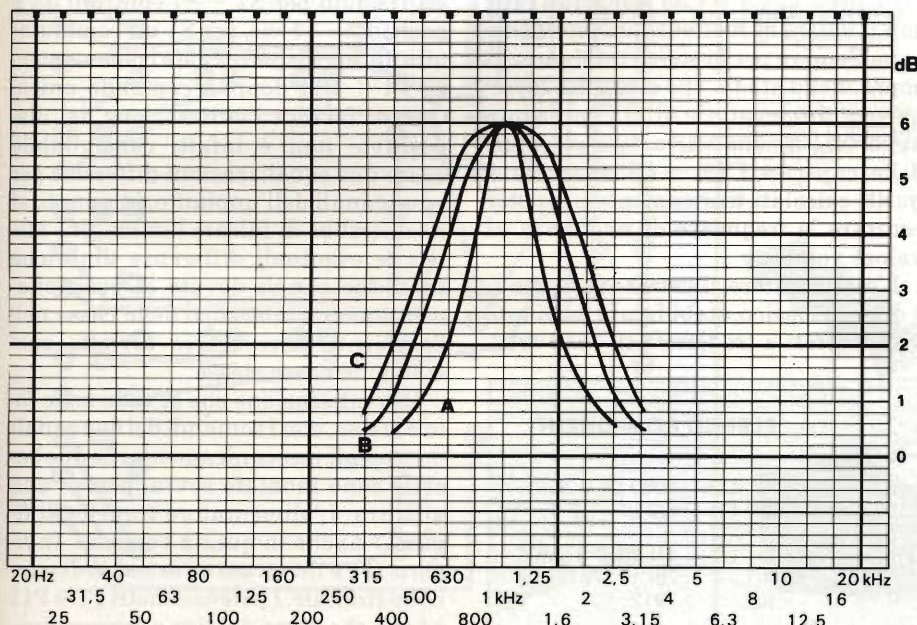



Fig. 5 - Forma della campana di esaltazione nel caso in cui, a parità del livello di esaltazione, S2 è commutato nella posizione ± 6 dB (curva A), nella posizione ± 12 dB (curva B) e nella posizione ± 18 dB (curva C). Si noti la variazione della larghezza di banda.

tuire l'induttanza reale con una sintetizzata elettronicamente, a causa dell'elevato valore che esse devono avere. Infatti la loro costruzione con filo avvolto su nucleo di ferrite sarebbe assai difficoltosa. Lo schema dell'induttanza sintetizzata è in *figura 3b*, dove sono indicate le formule che danno la frequenza di risonanza fr, il fattore di merito Q e il valore dell'induttanza sintetizzata L in funzione dei componenti del circuito. Un valore Q spesso usato è 2. Dalle formule viste in figura 3b, si possono ricavare i valori di C e C1 in funzione della frequenza di risonanza fr:

$$C = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot f_r \cdot R1} \qquad C1 = \frac{1}{\pi \cdot f_r \cdot R2}$$

Per variare la frequenza di risonanza del circuito RLC realizzato con l'induttanza sintetizzata senza variare troppo il fattore di merito Q, ho utilizzato un commutatore a tre posizioni due vie che commuta sia C che C1 e un potenziometro che fa variare R2 da circa 120 kΩ a 340 kΩ.

Schema elettrico

Lo schema elettrico dell'equalizzatore grafico-parametrico è in *figura 4*.

Ic1a è un buffer necessario ad aumentare l'impedenza di ingresso, portandola a circa 270 kΩ, in modo di poter essere pilotato senza problemi da qualsiasi sorgente. Ic1c forma un amplificatore invertente che, mediante P1, permette di aumentare o diminuire il livello del segnale di uscita di circa 10 dB. Tramite S1 si può bypassare l'equalizzatore per fare prove di comparazione tra il suono equalizzato e non. Il potenziometro P1 si deve regolare affinchè non si abbiano variazioni di livello sonoro medio durante la suddetta commutazione, per poter meglio apprezzare le differenze timbriche.

Ic1b è il cuore del sistema, in quanto realizza la funzione illustrata in *figura 3a*. Ic1d e i quattro operazionali contenuti nell'integrato Ic2 formano, assieme ai componenti circostanti, le cinque induttanze sintetizzate. Il commutatore S2 varia l'entità dell'escursione in ampiezza dei controlli per ogni banda, portandola da ± 6 dB (con il commutatore posto nella posizione indicata in figura) a ± 12 dB e ± 18 dB.

Oltre a variare l'altezza massima di ciascuna campana, agiscono anche sulla forma infatti a parità di ampiezza, la campana che si ottiene con S2 commutato su ± 18 dB copre una maggiore gamma di frequenze, cioè è meno

Posiz. commutatore	S3	S4	S5	S6	S7
	63 Hz	250 Hz	1 KHz	4 KHz	16 KHz
	40 Hz	160 Hz	630 Hz	2,5 KHz	10 KHz
	25 Hz	100 Hz	400 Hz	1,6 KHz	6,3 KHz

Fig. 6 - Frequenze di intervento in funzione della posizione dei commutatori S3 ÷ S7. Esse sono relative al caso in cui P2 ÷ P6 sono in posizione centrale.

selettiva, di quella che si ottiene con S2 nella posizione ± 12 dB e, a maggior ragione, a ± 6 dB (vedi *figura 5*). L'utilità di scegliere una posizione piuttosto che l'altra dipende dal tipo di correzione timbrica da effettuare.

I potenziometri P7 ÷ P11 controllano l'ampiezza degli interventi.

Se sono in posizione centrale (i potenziometri devono essere di tipo lineare) la risposta in frequenza del sistema deve essere piatta.

I commutatori S3 ÷ S7 offrono la possibilità di poter scegliere tre diverse gamme di frequenze di intervento per ciascuna banda, mentre i potenziometri P2 ÷ P6 permettono di spazzolare su ciascuna gamma, ampia 2/3 di ottava, in modo continuo. Le parti di *figura 4* racchiuse nel tratteggio sono esterne al circuito stampato, essendo relative ai controlli che sono montati sul pannello frontale. Le commutazioni sono realizzate in modo da risparmiare qualche filo di collegamento. Così, per esempio, la parte destra di S3, invece di commutare tre diversi condensatori, aggiunge C7 o C8 in parallelo a C9, che è sempre connesso al circuito. questo metodo, che permette di risparmiare un collegamento per ogni sezione di commutazione, è utilizzato da S2 a S7.

In *figura 6* sono indicate le frequenze di risonanza selezionabili tramite S3 ÷ S7 con P2 ÷ P8 in posizione centrale; tramite i quali si spostano le frequenze di risonanza dei gruppi RLC più in alto o più in basso di 1/3 di ottava, coprendo in questo modo tutte le frequenze da 20 a 20.000 Hz. I valori dei condensatori C4 ÷ C33 sono stati calcolati con le formule viste precedentemente ponendo R = 230 kΩ e approssimando i risultati in modo di poter sfruttare condensatori di valore standard. A causa delle limitazioni alle alte frequenze degli operazionali impiegati, anche se sono i più veloci reperibili in commercio ad un prezzo abbordabile, per poter ottenere i guadagni massimi voluti (±6, ±12 e ± 18) anche nelle frequenze medie e alte, occorre diminuire man mano il valore delle resistenze chiamate R nello schema di figura 3a. Nello schema di figura 4 tali resistenze sono R12, R14, R18, R20. Per R16 e R18, non esistendo il valore commerciale necessario, occorre utilizzare due resistenze connesse in parallelo.

I calcoli di C4 ÷ C33 sono stati fatti con il valore di R effettivamente utilizzato. Sempre per lo stesso motivo visto sopra, nello stadio che controlla le frequenze più elevate (Ic2d) si sono dovute apportare alcune variazioni ai valori delle capacità C28 ÷ C33 rispetto a quelli calcolati teoricamente per poter centrare le frequenze di risonanza al valore voluto.

L'alimentatore, illustrato in *figura 7*, è di tipo classico, stabilizzato mediante gli integrati a tre terminali 7812-7912.

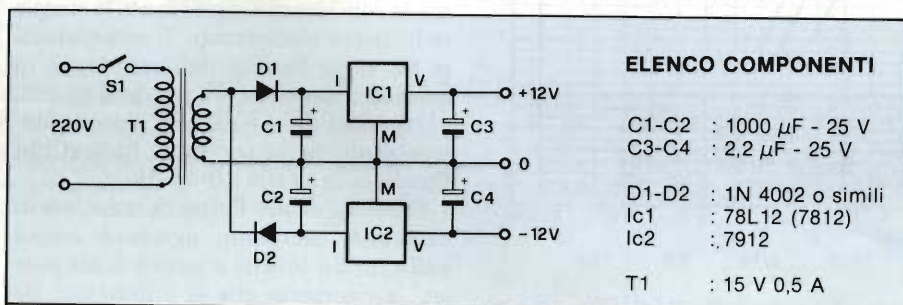



Fig. 7 - Schema elettrico dell'alimentatore.

Costruzione

Nelle *figure 8* e *9* e *figure 10* e *11* sono illustrati gli stampati e la disposizione dei componenti dell'equalizzatore e dell'alimentatore. La costruzione di questo dispositivo non presenta difficoltà, in quanto il funzionamento è a bassa frequenza e le basse impedenze in gioco rendono improbabili autooscillazioni e captazione di disturbi. L'unica difficoltà può essere quella dei 48 punti di collegamenti (numerati sia sul circuito stampato che sullo schema) tra la basetta e i controlli presenti sul pannello frontale. Consiglio di effettuare tali collegamenti con le piattine di cavi multicolori, in modo che il pericolo di scambiare qualche filo sia limitato. Gli unici collegamenti da eseguire tramite cavetto schermato sono quelli che vanno alle prese d'ingresso e d'uscita. Il contenitore deve essere di tipo metallico. La basetta dell'alimentatore può essere posta a ridosso del pannello posteriore, il più lontano possibile dai collegamenti.

Per realizzare la versione stereo, occorreranno due basette come quella di *figura 8*. Nel caso l'equalizzatore venga usato sia per scopi HI-FI che per strumentazione musicale, conviene mantenere i comandi dei due canali separati, avendo così anche l'opportunità, collegandoli in serie, di avere a disposizione un equalizzatore con 10 punti di intervento. Se viene utilizzato solo per impianto stereo, è invece meglio realizzarlo con i controlli dei due canali che agiscono contemporaneamente, utilizzando per S2 ÷ S7 controlli da 3 posizioni — 4 vie, per S1 un commutatore da 2 posizioni - 2 vie e i potenziometri P1 ÷ P11 doppi a comando unico. Questo facilita l'utilizzazione del dispositivo; non è infatti consigliabile usare due equalizzazioni differenti per i due canali dell'impianto, in quanto si rischierebbe di falsare l'immagine stereo; le eventuali differenze timbriche tra i due canali dovute al posizionamento non simmetrico delle casse nell'ambiente deve essere corretto spostando le casse stesse.

La realizzazione che si vede nelle foto è stereo, con i comandi dei due canali accoppiati meccanicamente. Le due basette sono montate sovrapposte l'una all'altra. L'alimentatore è quello di figura 7 anche in questa versione. In *figura 12a* è illustrato un esempio di pannello frontale. I potenziometri P7 ÷ P11 è bene che siano del tipo a cursore lineare, non tanto per la precisione di intervento, che ormai è noto essere superiore nei tipi rotativi, quanto per l'imme-

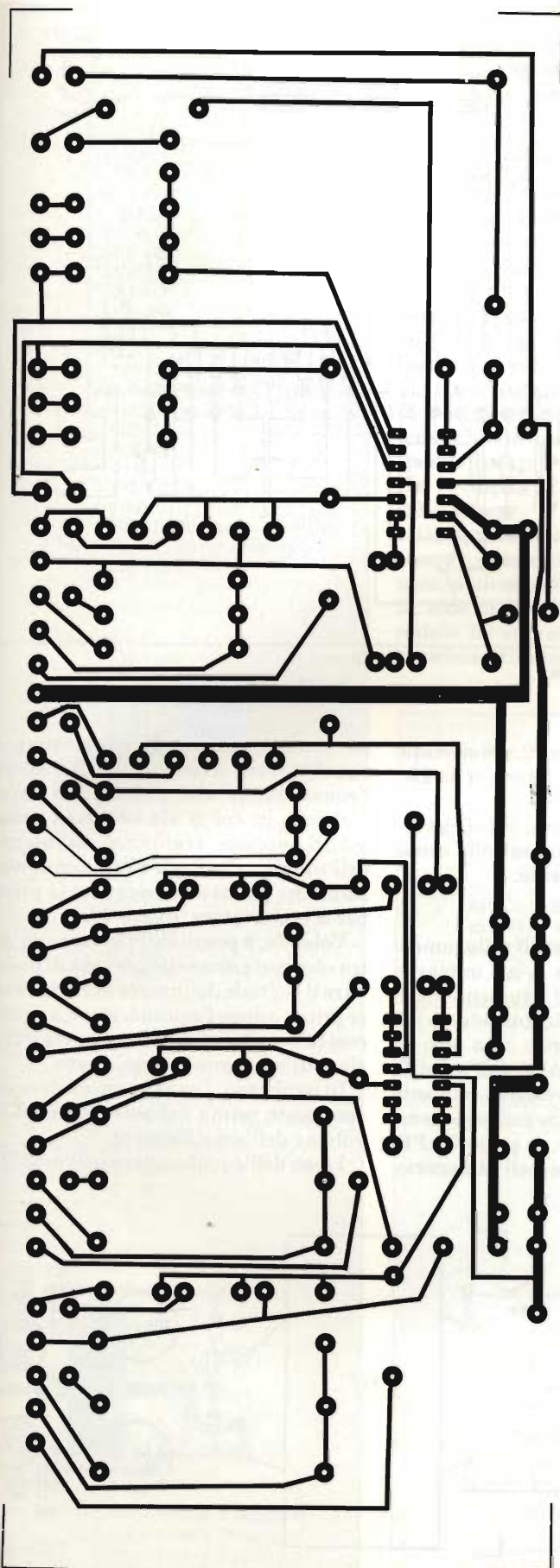



Fig. 8 - Circuito stampato dell'equalizzatore grafico-parametrico.

Fig. 9 - Disposizione componenti e collegamenti esterni dell'equalizzatore.

diatezza della lettura della situazione dei vari controlli. I condensatori utilizzati devono essere, per quanto possibile, del tipo in poliestere, nuovi e uguali per i due canali. Se si realizza la versione stereo, conviene fare i collegamenti tra basetta e comandi a un solo canale e controllare che tutto funzioni correttamente. Si collega all'ingresso un generatore sinusoidale variabile da 20 a 20.000 Hz e all'uscita un millivoltmetro C.A. o un oscillografo. Agendo sui vari comandi si controlla che tutti realizzino la funzione alla quale sono adibiti.

È consigliabile effettuare questa operazione su una banda per volta, posizionando gli slider delle altre bande in posizione centrale (prima si agisce su P7, poi su S3 e quindi su P2, poi si passa alla seconda banda comandata da P8, S4 e P3 ecc.).

Una volta fatto questo, si collega la seconda basetta, e la si controlla come descritto precedentemente.

Impiego

In *figura 13* è indicato il collegamento dell'equalizzazione a un impianto per l'amplificazione di strumenti musicali (a) e ad un amplificatore stereo HI-FI (b). In questo secondo caso esso va connesso all'uscita TAPE dell'amplificatore, inserendo il relativo pulsante "TAPE MONITOR". Se estitono, come generalmente accade, 2 prese TAPE, non sorgono problemi nell'utilizzazione contemporanea di registratore e equalizzatore, avendo cura di inserire l'equalizzatore alla presa più a valle. Nel caso in cui ci sia una sola presa TAPE, occorre realizzare all'interno dell'equalizzatore un'altra commutazione che permetta di ricavare la presa per il registratore (*figura 13c*).

Volendo; è possibile effettuare un'altra commutazione che preveda di prelevare il segnale da inviare al registratore prima o dopo l'equalizzatore, avendo così la possibilità di effettuare registrazioni di un segnale equalizzato.

In ogni caso, l'equalizzatore deve essere posto prima del potenziometro di volume dell'amplificatore.

L'uso dell'equalizzatore nell'amplifi-

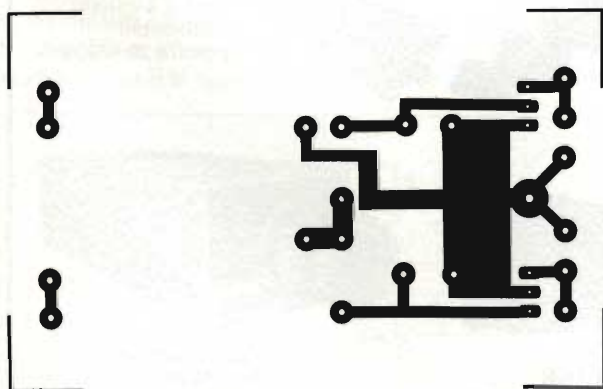



Fig. 10 - Circuito stampato dell'alimentatore.

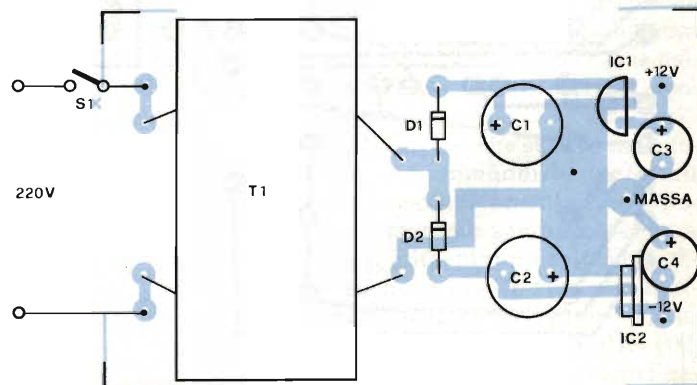



Fig. 11 - Disposizione componenti dell'alimentatore.

ELENCO COMPONENTI

Resistori

R1 : 270 kΩ
R2 : 10 kΩ
R3 : 1,5 kΩ
R4 : 6,8 kΩ
R5 : 10 kΩ
R6 : 1,5 kΩ
R7 : 6,8 kΩ
R8 : 1 kΩ
R9 : 3,3 kΩ
R10 : 100 kΩ
R11 : 120 kΩ
R12 : 600 Ω (1 kΩ // 15 kΩ)
R13 : 120 kΩ
R14 : 800 Ω(3,9 kΩ // 1 kΩ)
R15 : 120 kΩ
R16 : 820 Ω
R17 : 120 kΩ
R18 : 1 kΩ
R19 : 120 kΩ
R20 : 1 kΩ
P1 : 10 kΩ lineare
P2 ÷ P6 : 10 kΩ lineare (Slider)
P7 ÷ P11 : 220 kΩ lineare

Condensatori

C1 : 100 KpF
C2 : 10 μF - 25 V
C3 : 10 μF - 25 V
C4 : 56 pF
C5 : 120 pF
C6 : 82 pF
C7 : 3,3 KpF
C8 : 15 KpF
C9 : 6,8 KpF
C10 : 220 pF
C11 : 470 pF
C12 : 330 pF
C13 : 10 KpF
C14 : 33 KpF
C15 : 22 KpF
C16 : 820 pF
C17 : 2,2 KpF
C18 : 1,2 KpF
C19 : 47 KpF
C20 : 120 KpF
C21 : 100 KpF
C22 : 2,2 KpF
C23 : 6,8 KpF
C24 : 5,6 KpF
C25 : 220 KpF
C26 : 470 KpF
C27 : 330 KpF
C28 : 10 KpF
C29 : 33 KpF
C30 : 22 KpF
C31 : 1 μF
C32 : 2,2 μF
C33 : 1 μF
C34 : 47 μF - 25 V
C35 : 47 KpF
C36 : 47 KpF
C37 : 47 μF - 25 V

Semiconduttori - Varie

D1-D2 : 1 N 4148 o simili
Ic1-Ic2 : TL 084

S1 : Commutatore 2 posizioni 1 o 2 vie (vedi testo)
S2 ÷ S7 : Commutatore 3 posizioni 2 o 4 vie (vedi testo)

cazione di strumenti musicali e per l'ottenimento di effetti speciali, non richiede particolari attenzioni, se non quella di limitare l'ampiezza del segnale di ingresso a valori che non portino in clipping l'equalizzatore o l'amplificatore che segue a causa di un guadagno troppo elevato del dispositivo. Consideriamo allora solo il caso dell'utilizzazione in un impianto HI-FI.

Per correggere eventuali difetti timbrici dei diffusori e, in parte, (considerando le precauzioni viste all'inizio dell'articolo), le caratteristiche dell'ambiente d'ascolto, un metodo spesso usato è il seguente. Mediante un fonometro di precisione, in grado di misurare l'intensità della pressione sonora con risposta lineare da 20 a, almeno, 15.000 Hz, si traccia la risposta in frequenza del sistema.

Il segnale inviato ai diffusori deve essere o rumore rosa filtrato a terzi d'ottava, o un segnale sinusoidale vobulato, cioè di frequenza casualmente variabile in uno stretto intorno. Non è possibile utilizzare un segnale sinusoidale in quanto la risposta ottenibile in questo caso sarebbe troppo influenzata dall'ambiente d'ascolto per il fatto delle riflessioni del suono sulle pareti già illustrato precedentemente. Una volta in possesso della curva della pressione sonora rivelata in un certo numero di punti della sala d'ascolto, si individuano le zone nella banda audio in cui compaiono irregolarità marcate presenti in tutti i grafici e si correggono tramite l'equalizzatore. In questo modo non si corre il rischio di correggere la risposta in un solo punto della zona d'ascolto, che potrebbe avere irregolarità caratteristiche proprie a causa della sua locazione nell'ambiente; il che porterebbe a peggiorare la curva della pressione sonora negli altri punti d'ascolto. Un fonometro di precisione è però uno strumento piuttosto costoso; si potrebbe pensare di sostituirlo con un microfono sufficientemente lineare collegato a un microvoltmetro C.A.. I risultati ottenibili sarebbero però funzione delle caratteristiche del microfono, non solo della risposta in frequenza, ma anche

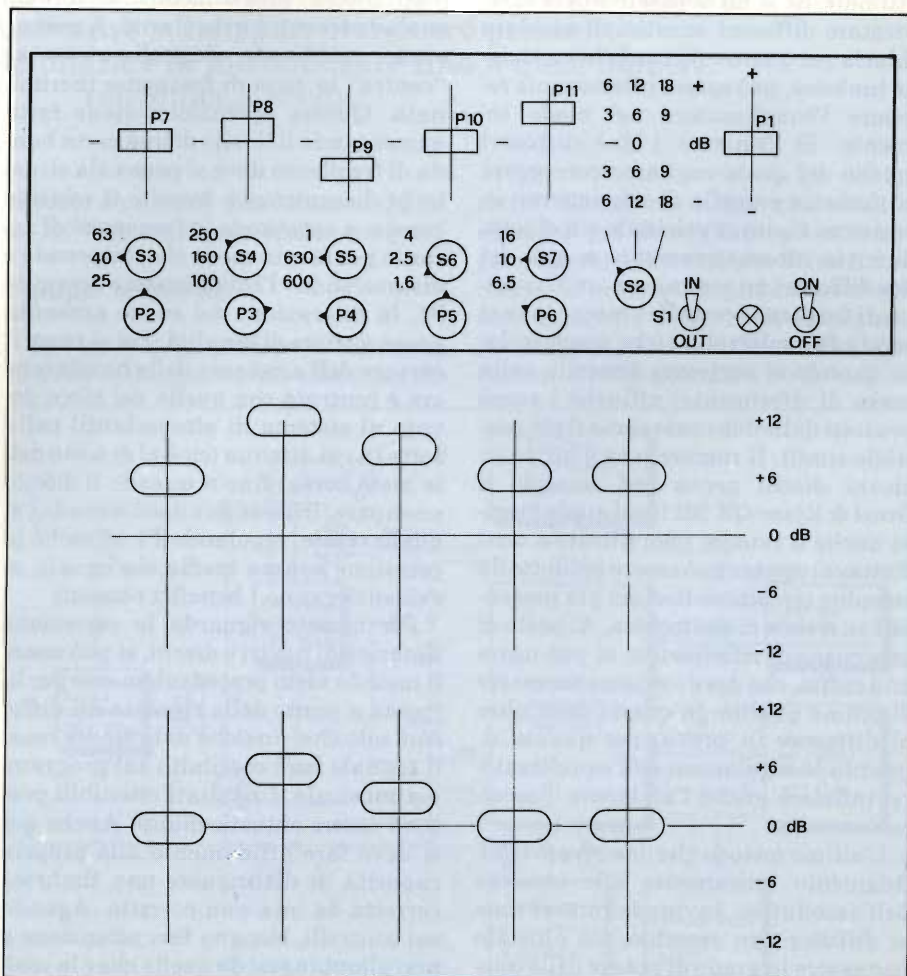



Fig. 12 - a) Esempio di pannello frontale dell'equalizzatore. b) La regolazione degli slider visibile in alto non è consigliabile, lo è invece quello della figura in basso, pur dando luogo a risposte in frequenza simili.

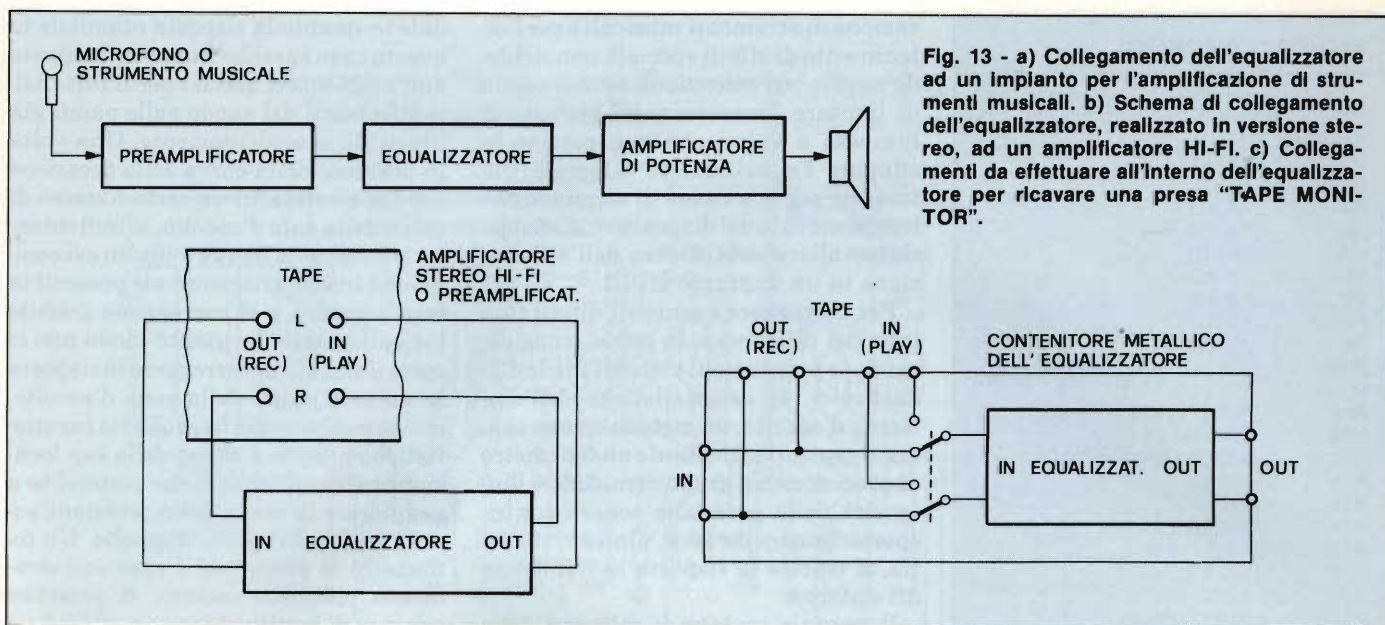



Fig. 13 - a) Collegamento dell'equalizzatore ad un impianto per l'amplificazione di strumenti musicali. b) Schema di collegamento dell'equalizzatore, realizzato in versione stereo, ad un amplificatore HI-FI. c) Collegamenti da effettuare all'interno dell'equalizzatore per ricavare una presa "TAPE MONITOR".

della sua caratteristica di direzionalità, che, in genere, saranno diverse da quelle dell'orecchio umano. L'ascolto del suono dopo l'equalizzazione potrebbe perciò essere assai diverso da quello ottimale. Se si ha la possibilità di farsi prestare diffusori acustici di assoluta fiducia per quanto riguarda la precisione timbrica, può essere interessante regolare l'equalizzatore nel modo seguente. Si pongono i due diffusori (quello del quale vogliamo correggere la timbrica e quello di riferimento) in posizioni molto ravvicinate tra di loro. Si invia alternativamente a uno dei due diffusori un segnale ad ampio spettro di frequenze come il rumore rosa e si regola l'equalizzatore (che verrà escluso quando si commuta l'ascolto sulla cassa di riferimento) affinchè i suoni prodotti dalle due casse siano il più possibile simili. Il rumore rosa è inciso su alcuni dischi prova (ad esempio il Bruel & Kjaer QR 2011, sul quale è inciso anche il rumore rosa filtrato a terzi d'ottava) oppure può essere prodotto da semplici circuiti elettronici già presentati su riviste di elettronica. Al posto di una cassa di riferimento, si può usare una cuffia, che deve ovviamente essere di ottima qualità. In questo caso, oltre al diffusore in prova, per quanto riguarda le regolazioni dell'equalizzatore, influisce anche l'ambiente d'ascolto.

L'ultimo metodo che descriverò fa affidamento unicamente alle orecchie dell'ascoltatore. Inviando rumore rosa ai diffusori, un orecchio ben allenato può essere in grado di notare delle colorazioni del suono, soprattutto se esse sono causate da picchi nella risposta in frequenza. Queste irregolarità si manifestano come un'insistenza del suono su certe bande di frequenza che possono rendere il rumore stesso nasale, aspro o come se passasse attraverso un tubo. Questo a seconda della frequenza (risp. media, alta o medio-bassa) alla quale è presente l'irregolarità. A questo punto, mediante l'equalizzatore si "centra" la zona di frequenze incriminata. Questa operazione viene fatta aumentando il livello di una certa banda di frequenze dove si pensa sia situata la discontinuità tramite il relativo cursore e spostando la frequenza di accordo per fare in modo che, inserendo e disinserendo l'equalizzatore tramite S1, la colorazione del suono aumenta senza variare di tonalità. Poi si porta il cursore dell'ampiezza della banda (che ora è centrata con quella del picco dovuto al sistema di altoparlanti) nella zona in cui attenua (cioè al di sotto della metà corsa) fino a quando il difetto scompare. Inserendo e disinserendo l'equalizzatore, regolando P1 affinchè la pressione sonora media sia uguale, si evidenzieranno i benefici ottenuti.

Per quanto riguarda la correzione timbrica di nastri e dischi, si può usare il metodo visto precedentemente per la messa a punto della risposta dei diffusori solo che, anzichè dal rumore rosa, il segnale sarà costituito dal programma musicale. I risultati ottenibili possono essere entusiasmanti. Anche qui si deve fare affidamento alla propria capacità di distinguere una timbrica corretta da una non corretta. Agendo sui controlli, bisogna fare attenzione a non allontanarsi da quella che è la realtà musicale. Spesso i più inesperti tendono ad aumentare troppo i toni bassi e gli acuti attenuando la gamma media. Facendo riferimento a suoni ben noti (p. es. la voce umana) si potranno notare più facilmente tali errori e quindi correggerli.

Una raccomandazione generale molto importante è la seguente: si deve sempre agire sul minimo numero possibile di cursori che regolano l'ampiezza della banda. È infatti perfettamente inutile (anzi, è dannoso) portare (per esempio) tutti i controlli in posizione superiori al livello 0 dB; si devono invece portare sullo 0 dB i cursori delle bande meno amplificate, spostando congruentemente più in basso gli altri. Un esempio di utilizzazione corretta e non, è illustrato in figura 12b.

Conclusione

Vi sono appassionati di HI-FI che non hanno mai assistito ad un concerto di musica classica dal vivo. Io penso che queste esperienze siano indispensabili per poter sviluppare un orecchio critico capace di distinguere un suono vero da uno artificiosamente ricostruito, sia in senso timbrico che per quanto riguarda il livello sonoro. A volte si sentono, anche negli stand per dimostrazioni pubbliche, riproduzioni di dischi di musica classica suonati a un livello sonoro elevatissimo, che "feriscono" il senso uditivo, mentre, in realtà, il suono di una grande orchestra "accarezza" sempre l'orecchio e non è mai fastidioso.

Invito quindi coloro che non l'avessero ancora fatto, ad assistere a qualche concerto di musica classica; sono sicuro che si avranno delle grosse sorprese.

■

TELEFONO A TASTIERA E DISPLAY LCD COMANDATO DA µCOMPUTER

di Joachim Hollman e ing. E. De Lorenzo

L'articolo descrive un'applicazione del microprocessore nell'apparecchio telefonico dove ne aumenta il comfort d'uso. Sarà in grado di visualizzare sul display il numero prescelto o gli scatti della telefonata e di memorizzare fino a dieci numeri telefonici a scelta.

Tutte le funzioni di controllo di questo apparecchio telefonico vengono eseguite dal microcomputer SAA 6000 della *Intermetall* in tecnologia CMOS a 4 Bit mask-programmable. Grazie alla sua struttura interna è particolarmente adatto a svolgere le suddette funzioni fra le quali anche quella di orologio. Quando il ROM interno è programmato per questo scopo, il microcomputer porta la sigla SAA 6002. L'apparecchio telefonico con il 6002 verrà dotato di un display a cristalli liquidi ad 8 posizioni. L'SAA 6002 è in grado di pilotare il dispay direttamente senza l'ausilio di alcun'interfaccia. Questo display potrà visualizzare l'ora, la durata della telefonata, gli scatti oppure un numero telefonico precedentemente memorizzato.

Una RAM (ITT 5101 S) è in grado di memorizzare fino a 10 numeri telefonici di 16 cifre che possono venir selezionati tramite tastiera ed altri quattro numeri d'emergenza di 16 cifre selezionabili con pulsante diretto.

In alcuni paesi non è permesso di attingere corrente dalla rete telefonica mentre l'apparecchio è in stato di "riposo". Per poter mantenere le funzioni di orologio e memorizzazione in questo circuito è prevista una batteria al litio da 3,4 V di una durata media di 4 anni.

I gruppi funzionali

In *figura 1* è riportato lo schema a blocchi dell'apparecchio telefonico descritto. Lo schema di *figura 2* mostra in maniera più dettagliata gli ulteriori componenti necessari per il funzionamento. Si notano l'amplificatore telefonico integrato TEA 1045, l'integrato per lo squillo telefonico SAA 1094, i due circuiti CMOS standard 4011 e 4028,

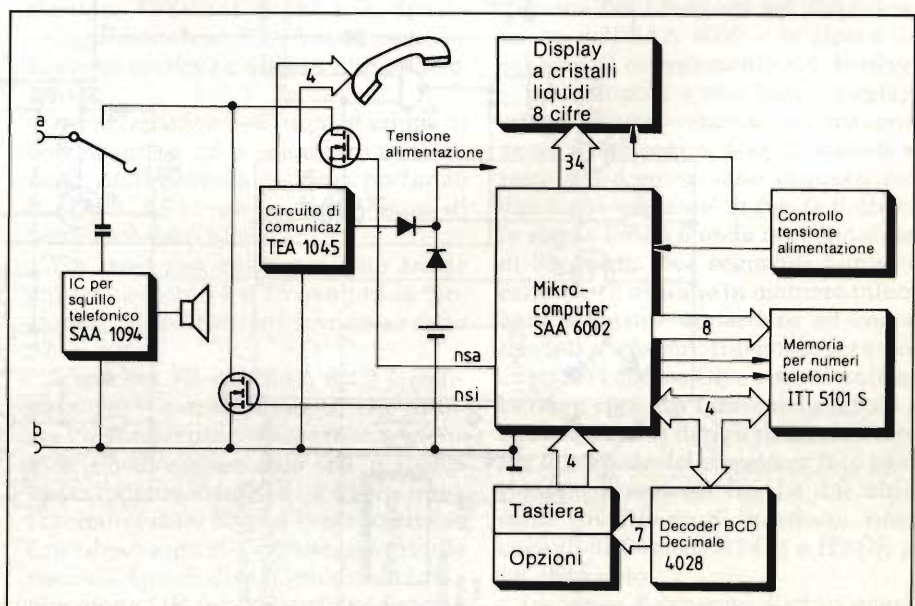



Fig. 1 - Schema a blocchi di un apparecchio telefonico a tastiera comandato dal microcomputer SAA 6002.

tre transistori bipolari e tre di tipo VMOS nonchè alcuni diodi. L'integrato TEA 1045 amplifica sia il segnale d'uscita della capsula-microfono che il segnale di linea entrante; il guadagno viene automaticamente adattato alla resistenza di linea. L'integrato viene alimentato dalla corrente di linea. L'SAA 1094 sostituisce il campanello di chiamata convenzionale fornendo una sequenza melodica. Si autoalimenta tramite un ponte a diodi dalla corrente alternata del segnale di chiamata presente sulla rete telefonica.

Il decodificatore 4028 permette l'allacciamento di una matrice d'ingresso di quattro colonne e sette righe con solamente 4 linee. Le sei righe superiori

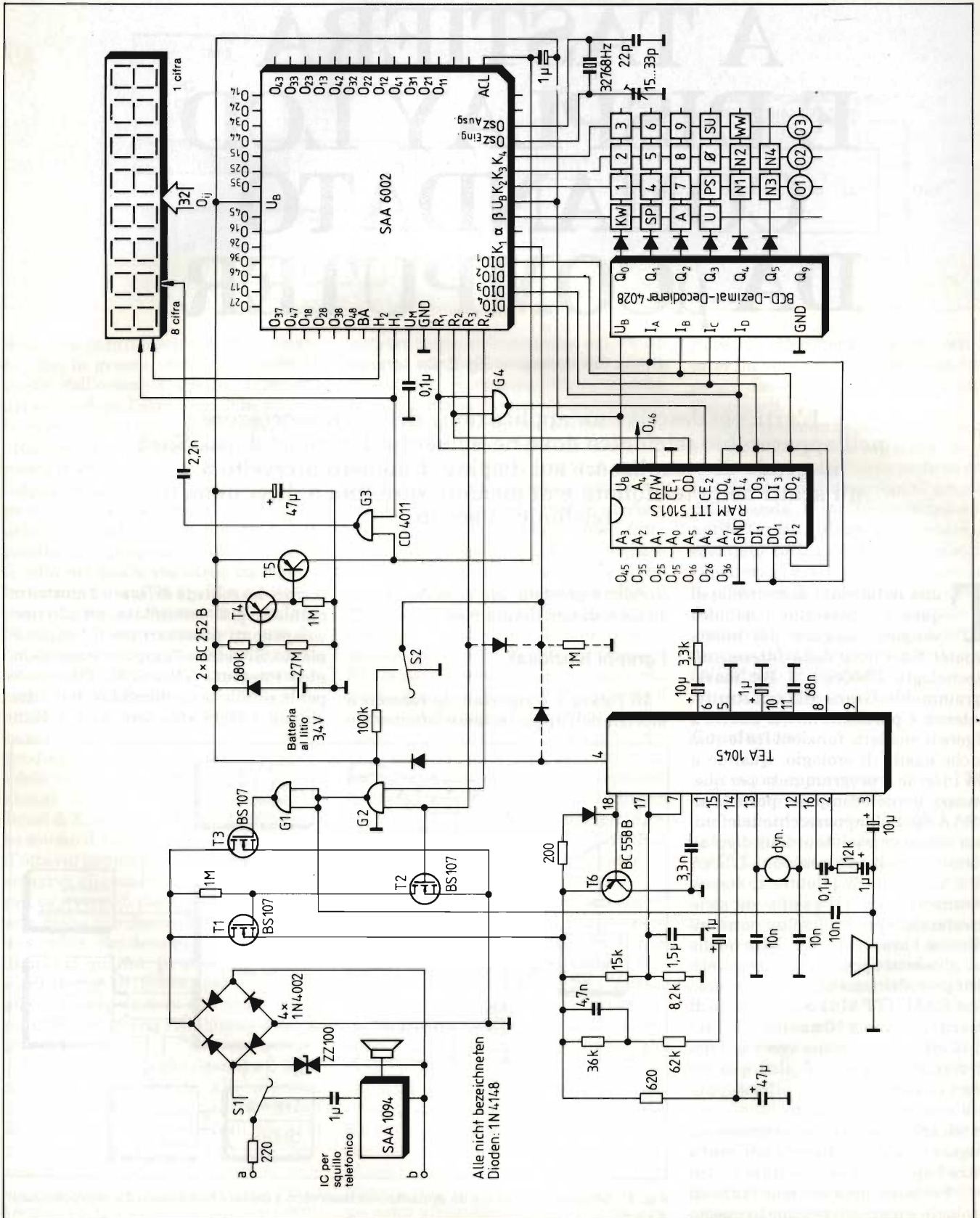



Fig. 2 - Schema elettrico dell'apparecchio telefonico a tasti. I diodi senza sigla sono tutti 1N4148.

formano il campo dei tasti per l'entrata dei comandi nel microprocessore SAA 6002. La settima riga serve per eventuali entrate opzionali.

Il NAND G4 porta il RAM ITT 5101 S in stato di basso consumo di corrente (standby, data retention), qualora non venga letto o scritto alcun dato. I transistori T4 e T5 proteggono il microprocessore in caso di disturbi o caduta di tensione d'alimentazione come può succedere durante la sostituzione delle batterie.

Essi controllano inoltre la tensione delle batteire stesse assieme al NAND G3. I transistori VMOS T1 e T3 sostituiscono l'interruttore per la formazione dei numeri interrompendo il circuito nel ritmo degli impulsi di selezione.

Il pilotaggio del microcomputer SAA 6002

L'elemento di temporizzazione nell'oscillatore di clock dello SAA 6002 è un quarzo d'orologio con una frequenza di risonanza di 32.768 Hz. Il trimmer all'entrata dell'oscillatore serve per regolare la frequenza di clock al valore richiesto.

Il campo dei tasti è disposto in forma di matrice con sei righe e quattro colonne ed è collegato con lo SAA 6002 tramite il decoder 4028. Bisogna prestare attenzione che le "pseudotetradi" A ... F di questo decoder vengono decodificate in maniera diversa da differenti costruttori.

L'SAA 6002 richiede una tabella di verità (truth table) particolare nella quale il dato "F" in entrata generi un segnale alto all'uscita Q9 (per esempio il CD 4028 della National Semiconductor). I diodi fra le uscite Q0 ... Q5 ed il campo dei tasti evitano cortocircuiti qualora venissero premuti più tasti contemporaneamente. La funzione dei tasti può venir appresa dalla *figura 3* e dalla tabella 1.

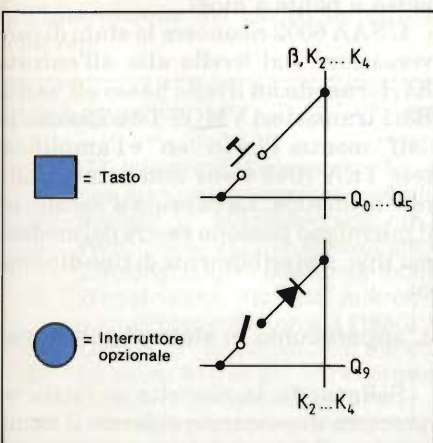



Fig. 3 - Simboli usati nella tastiera di Fig. 2.

Tabella 1 - Funzione dei singoli tasti

Tasto	*Funzione*
0 ... 9	Tastiera decimale
kZ	Selezione veloce
SP	Memorizzazione di numeri telefonici
A	Visualizzazione di numeri memorizzati
U	Regolazione dell'orologio (con l'ausilio della tastiera decimale)
PS	Pausa
SU	Cronometro
WW	Selezione ripetitiva
N1 ... N4	4 tasti di chiamata d'emergenza

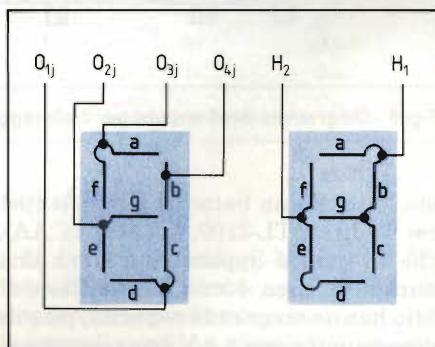



Fig. 4 - Distribuzione dei segmenti (sinistra) e disposizione del lato posteriore del display a cristalli liquidi (destra).

Il rapporto pausa-impulso e il tempo di selezione possono venir variati tramite i diodi 01 e 02. 03 è una chiave per il bloccaggio di un numero.

Nella RAM interna dello SAA 6002 vengono memorizzati due numeri: l'ultimo selezionato per una eventuale riselezione ed un numero di emergenza sotto l'indirizzo N1. Nella RAM supplementare ITT 5101 S che è in diretto collegamento con l'SAA 6002 possono venir memorizzati altri 13 numeri telefonici.

All'accensione dell'alimentazione, il condensatore da 1 microfarad all'entrata ACL provoca un reset portando l'entrata ACL per un breve lasso di tempo a livello alto.

Un reset può venir generato anche dai transistori T4 e T5 qualora la tensione di alimentazione scendesse sotto 2,5 V circa.

L'entrata K1 dell'SAA 6002 è collegata con il commutatore S2 che fornisce l'informazione se la cornetta telefonica è sull'apparecchio (K1 a livello basso) oppure alzata (K1 a livello alto). Il commutatore S3 può venir sostituito con i diodi segnati in tratteggiato nella *figura 2*. Questi diodi formano una congiunzione OR fra la tensione d'uscita al pin 4 del TEA 1045 (3,75 V in stato di comunicazione) e il segnale d'uscita R3 del SAA 6002 (livello alto in stato di selezione). Se vengono montati i diodi al posto del contatto S3, il SAA 6002 continua ad emettere una sequenza di impulsi iniziata anche nel caso che la cornetta telefonica sia già stata abbassata. Appena dopo il termine dell'emissione appare l'ora sul display.

Il pilotaggio del display a cristalli liquidi

Uno dei vantaggi dell'SAA 6002 consiste nel fatto che non necessita di driver esterni per il pilotaggio del display: le sue uscite possono farlo direttamente. Il visualizzatore lavora in multiplex a due fasi: il suo lato posteriore è diviso in due parti che sono collegate con le uscite H1 e H2 tramite due condensatori di 22 nF. Le uscite Oij hanno in comune fino a due segmenti (i = 1 ... 4, j = 1 ... 8).

La *figura 4* mostra il collegamento dei segmenti e la disposizione della parte posteriore, la tabella 2 la coordinazione fra i contatti del display e le uscite dell'SAA 6002 e la *figura 5* lo schema di collegamento del display.

In multiplex a due fasi, i display a cristalli liquidi vengono pilotati con segnali a tre soglie. Questi segnali sul retro del display sono riportati nelle due righe superiori di *figura 6*. Hanno la stessa forma d'onda ma sono sfasati di 90 gradi. Due segmenti hanno un contatto in comune in maniera tale che ogni segmento appartiene ad una dei due lati posteriori. Il segnale per questo contatto comune Oij e visualizzato nella terza riga. La forma del segnale ad ogni segmento deriva dalla differenza fra il segnale del rispettivo lato posteriore ed il segnale Oij. Le due ultime righe in *figura 6* mostrano questi segnali-differenza H1-Oij o H2-Oij per un segmento.

In *figura 6* vengono distinti quattro casi differenti.

Prima colonna (da sinistra): H1 è in

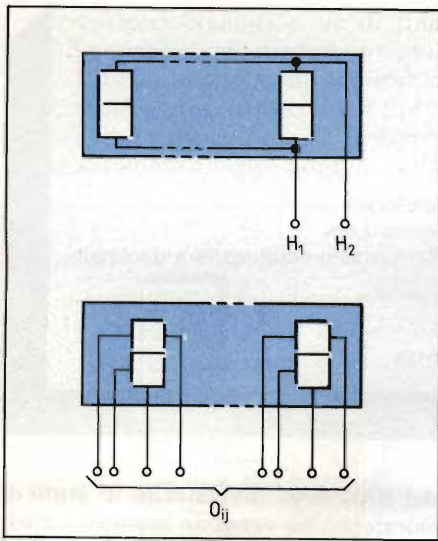



Fig. 5 - Schema di collegamento del display a cristalli liquidi.

Fig. 6 - Diagramma degli impulsi per il pilotaggio multiplex a due fasi del display a cristalli liquidi.

fase con Oij. I segnali-differenza H1-Oij e H2-Oij hanno la stessa forma d'onda e un'ampiezza ± Um.

Seconda colonna: differenza di fase di 90 gradi fra H1 e Oij. H1-Oij ha un'ampiezza ± Ub, mentre l'ampiezza di H2-Oij è solamente di ± Um. Se si sceglie Ub = 2 * Um ne deriva che le due ampiezze differiscono per il fattore di 2.

Terza colonna: la differenza di fase fra H1 e Oij è di 180 gradi. H1-Oij e H2-Oij hanno ambedue l'ampiezza di ± Ub.

Quarta colonna (a destra): la differenza di fase fra H1 e Oij è di 270 gradi. H1-Oij ha un'ampiezza di ± Um mentre H2-Oij presenta la doppia ampiezza ± Ub.

La tensione di soglia del visualizzatore a cristalli liquidi deve venir scelta in modo tale che con un'ampiezza di ± Um i segmenti risultino invisibili e con l'ampiezza doppia di ± Ub siano visibili. Con ciò è possibile accendere e spegnere due segmenti con un collegamento in comune indipendentemente uno dall'altro. Il controllo di fase viene eseguito dall'hardware dell'SAA 6002.

Il programma deve entrare in azione solamente se si deve cambiare il contenuto del display.

Per questa applicazione è adatto il display ad otto posizioni LD-B210B della Epson.

L'alimentazione

Poichè - come già menzionato - in alcuni paesi non è permesso di "attingere" corrente dalla rete telefonica mentre l'apparecchio è in stato di "riposo", per mantenere alcune funzioni (per es. quella di orologio) venne previsto l'uso di una batteria tampone (per es. Tadiran TL-2100, grandezza AA), che in questa applicazione avrà una durata di circa 4 anni. Le batterie al litio hanno un grande capacità, piccole dimensioni e con 3,4 V una tensione di cella superiore agli elementi Leclanchè o al mangano alcalino.

Inoltre presentano una corrente di autoscarica minima. La batteria proposta ha una capacità di 1,8 Ah.

In stato di chiamata e selezione il circuito viene alimentato dalla batteria (*figura 2*). In stato di chiamata (cornetta abbassata) il circuito assorbe 50 μA a 3,66 V e 20 °C. Ne risulta una durata della batteria di 36.000 ore, qualcosa di più di 4 anni.

Durante un ciclo di scrittura o lettura il circuito assorbe al massimo 13 mA. Un ciclo di scrittura dura 12 ms, un ciclo di lettura 56 μs. Il che corrisponde a 0,156 μAs per il ciclo di scrittura e 0,73 μAs per il ciclo di lettura. Supponendo di eseguire 50 cicli di lettura e scrittura, risulta un consumo giornaliero di 44,3 μAs che si somma in 4 anni in un consumo complessivo di 65 μAs. Importo trascurabile rispetto alla capacità di 1,8 Ah.

Joachim Holmann

Ha studiato ingegneria con specializzazione in tecnica delle telecomunicazioni al politecnico di Berlino.
Dal 1970 si occupa di progettazione di circuiti presso il laboratorio di applicazioni della Intermetall di Friburgo.

In stato di conversazione, l'amplificatore TEA 1045 viene alimentato dalla rete telefonica ed eroga da parte sua al piedino 4 una tensione stabilizzata di 3,75 V, che alimenta il resto del circuito al posto della batteria: questa viene così dispensata dal fornire energia per tutta la durata della conversazione.

Qualora la tensione della batteria dovesse scendere sotto i 2,5 V, i due transistori T4 e T5 portano l'entrata ACL dell'SAA 6002 a livello alto, bloccando la logica (T4 "off", T5 "on"). I clock del display H1 e H2 continuano e perciò può venir attivata una posizione per un segnale di allarme. Nel tipo qui proposto viene usato un triangolo con la punta in basso.

L'apparecchio in stato di conversazione

Sollevando la cornetta, si stacca l'integrato per la sequenza di chiamata SAA 1094 dalla rete e il circuito viene chiuso per la corrente continua attraverso il ponte a diodi.

L'SAA 6002 riconosce lo stato di conversazione dal livello alto all'entrata K1, fornendo un livello basso all'uscita R3; i transistori VMOS T2 e T3 sono in "off" mentre T1 è in "on" e l'amplificatore TEA 1045 viene alimentato dalla rete telefonica. La capsula d'ascolto ed il microfono possono essere del medesimo tipo, preferibilmente di tipo dinamico.

L'apparecchio in stato di selezione

Sollevando la cornetta si inizia un processo di selezione: si forma il numero con gli appositi tasti, oppure si richiama uno dei numeri memorizzati

Tabella 2 - Collegamento del display LCD all'SAA 6002

Posizione	H_1	H_2	Connessione dei segmenti Oij	Posizione	H_1	H_2	Connessione dei segmenti Oij
8	c8	d8	O_{11}	4	c4	d4	O_{15}
	g8	e8	O_{21}		g4	e4	O_{25}
	a8	f8	O_{31}		a4	f4	O_{35}
	b8		O_{41}		b4		O_{45}
7	c7	d7	O_{12}	3	c3	d3	O_{16}
	g7	e7	O_{22}		g3	e3	O_{26}
	a7	f7	O_{32}		a3	f3	O_{36}
	b7		O_{42}		b3		O_{46}
6	c6	d6	O_{13}	2	c2	d2	O_{17}
	g6	e6	O_{23}		g2	e2	O_{27}
	a6	f6	O_{33}		a2	f2	O_{37}
	b6		O_{43}		b2		O_{47}
5	c5	d5	O_{14}	1	c1	d1	O_{18}
	g5	e5	O_{24}		g1	e1	O_{28}
	a5	f5	O_{34}		a1	f1	O_{38}
	b5		O_{55}		b1		O_{48}

premendo prima il tasto KW e poi il numero del rispettivo indirizzo in memoria.

L'uscita R3 (segnale nsa) va a livello alto e, dopo il tempo di preselezione, l'uscita R4 (segnale nsi) eroga gli impulsi di selezione (attivi bassi). I diodi 01 e 02 permettono di scegliere i tempi di selezione a 425 o 925 ms ed il rapporto impulso/pausa a 2:1 o 1,6:1.

Il segnale nsa - invertito da T1 - chiude T2 che alimenta il circuito di conversazione. Fino a che l'uscita R4 non eroga impulsi di selezione, T3 resta chiuso.

Ai transistori T1 e T3 è presente la tensione di rete (60 V ± 10%) ed il diodo Zener Z100 li protegge verso punte di tensione sotto i 200 V.

L'uscita R4 (segnale nsi) va a livello basso durante gli impulsi di selezione. I segnali nsi e nsa vengono combinati in G2 ed invertiti in G1 pilotando T3 che esegue gli impulsi di selezione alla rete. Anche in questo caso ZZ100 protegge il transistor da sovratensioni provocate dall'interruzione del carico induttivo della rete.

Conclusione

Il microcomputer C-MOS a 4 Bit SAA 6002 permette la costruzione di un apparecchio telefonico a tasti con considerevoli conforts: ripetizione di selezione, memorizzazione di numeri, bloccaggio di numeri, selezione per bambini, ecc. Durante la telefonata il cronometro incorporato può proseguire a correre (tasto SU). Inoltre si possono contare e visualizzare gli scatti. A cornetta abbassata appare sul display l'ora.

Tramite appositi tasti si possono visualizzare i numeri memorizzati oppure il cronometro o il contatore degli scatti. ■

Bibliografia

1) ITT-Intermetall-Datenbuch, *"Integrated Circuits and Semiconductor Devices for Telecommunication Applications"*, Freiburg, 1980.
2) Habicht, M.: *Mikroelektronik ntz 32 (1979)*, H. 7, S. 474 ... 478.
3) Wesolowski, H,: *Der Mikcrocomputer SAA 6000 und seine Anwendung fur Zeitschaltungen*, elektronik-industrie 1980, H. 2, S. 11 ... 12.
4) Wesolowski, H.: *Ein mikrocomputergesteuertes Tastwahltelefon.* nachrichten-elektronik 3 (1980), H. 11, S. 382 ... 386.
5) Lemme, H.: Im Blickpunkt: *Batterien.* ELEKTRONIK 1979, h. 5, s. 43 ... 50.
6) *Lithium-Batterien, ihre Eigenschaften und Einsatzmoglichkeiten.* Elektronik-Entwicklung 1979, H. 3, S. 52 ... 54.
7) ITT-Intermetall-Druckshrift *"VMOS-Transistoren - Eigenschaften und Schaltungsbeispiele"*, Freiburg, 1981.

TEMPERATURA DEGLI AMBIENTI REGOLATA CON QUELLA ESTERNA

di Peter Wirtz

I prezzi dell'energia sono aumentati moltissimo in questi ultimi anni. Questo aumento non colpisce soltanto l'economia in generale, ma anche i singoli utenti privati, che sono costretti ad esborsi sempre maggiori per il riscaldamento domestico. Il circuito presentato in questo articolo permette di adeguare la temperatura interna alle condizioni metereologiche e di ottenere una riduzione del riscaldamento notturno dipendente dalla temperatura esterna.

La regolazione ottimale del riscaldamento viene di solito effettuata mediante due diversi sistemi: valvole termostatiche applicate all'ingresso dei radiatori, che ne permettono la regolazione individuale, e regolatori programmati della temperatura che agiscono in base alle condizioni meteorologiche ed ambientali. In mancanza del primo sistema, che deve essere predisposto al momento del montaggio dell'impianto di riscaldamento, l'economia di esercizio potrà essere ottenuta con la seconda soluzione. Il circuito descritto in questo articolo, oltre a pilotare direttamente il bruciatore, è dotato anche delle seguenti funzioni:

- Indicazione visuale della temperatura esterna e della temperatura massima programmata per l'ambiente.
- Possibilità di variare la pendenza della curva di riscaldamento e comando di calibrazione.
- Isteresi di accensione dipendente dalla temperatura esterna:
  $T_e > -5$ °C : $\Delta T = 10$ °C
  $T_e < -5$ °C : $\Delta T = 5$ °C
- Diminuzione regolabile della temperatura notturna con spegnimento del riscaldamento per durate dipendenti dalla temperatura esterna:
  $T_e > 5$ °C : 8 ore di spegnimento totale del bruciatore e della pompa
  10 °C $> T_e > -5$ °C: quattro ore di spegnimento del bruciatore e della pompa
  $T_e < -5$ °C: 2 ore di spegnimento del bruciatore e della pompa

I parametri potranno essere adattati alle diverse condizioni mediante potenziometri. La *figura 1* mostra lo schema completo dell'impianto.

Conversione delle temperature esterna ed interna

La conversione temperatura-tensione avviene mediante un transistore, che funziona da sensore, ed un amplificatore operazionale. All'uscita 1 dell'LM 324 è presente la tensione negativa V_E, corrispondente alla temperatura esterna. Dopo la corretta taratura, un grado Celsius corrisponderà a — 0,1 V. All'uscita 14 dell'LM324 è presente la tensione negativa V_P, proporzionale alla temperatura massima programmata nell'ambiente (1°C = — 0,1 V). Queste tensioni potranno essere misurate mediante normali strumenti a

Fig. 1. Schema completo del pilotaggio dipendente dalla temperatura esterna per impianto di riscaldamento.

Regolatore per riscaldamento

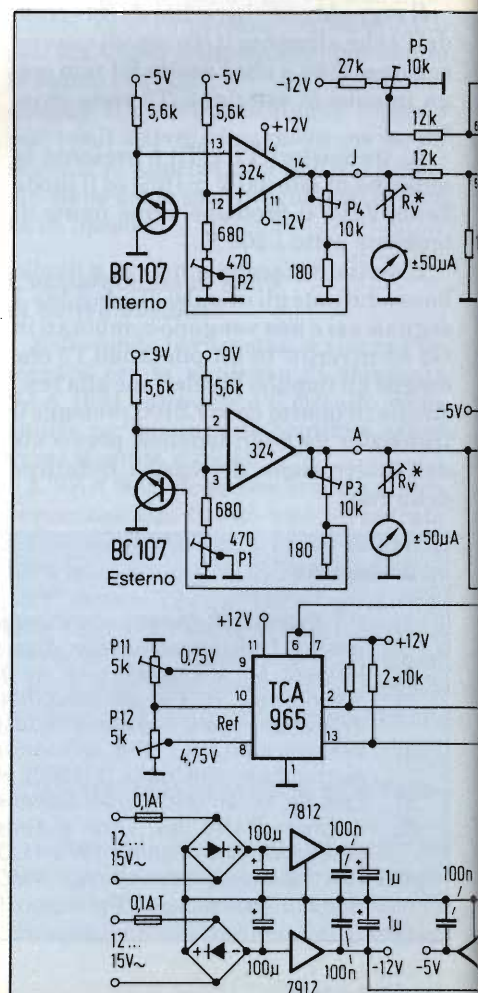
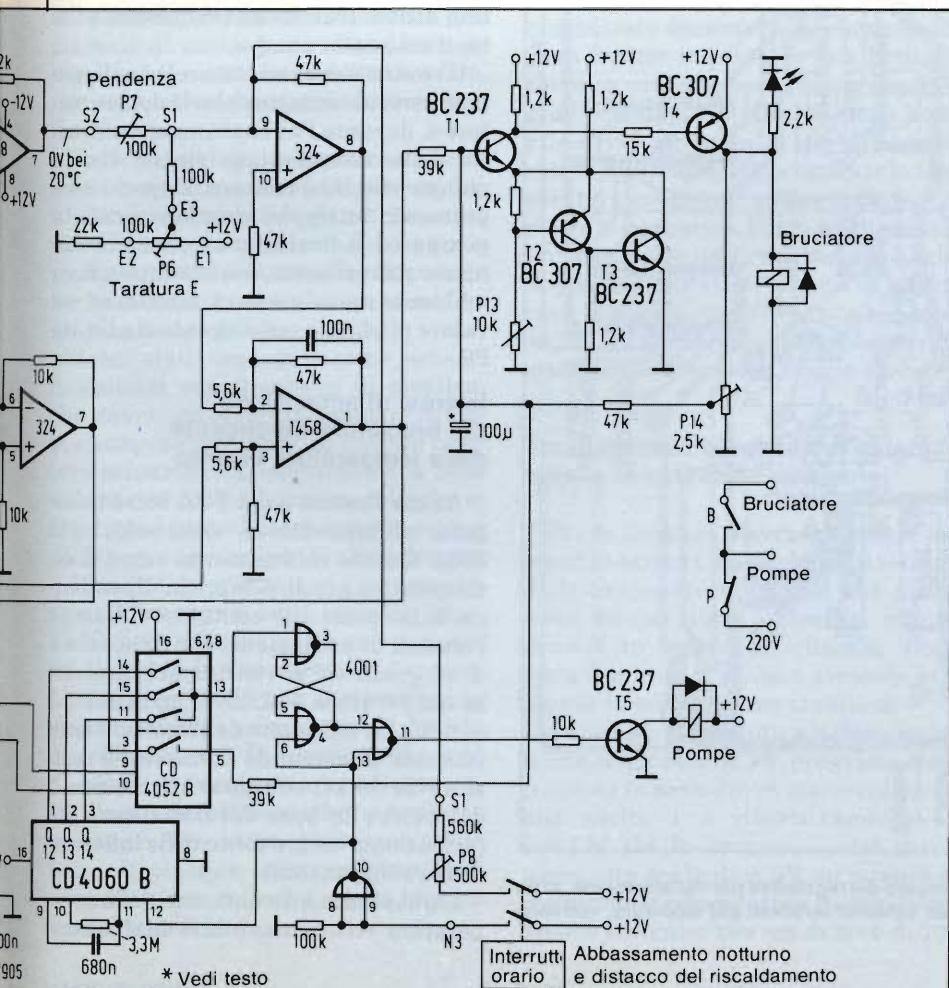
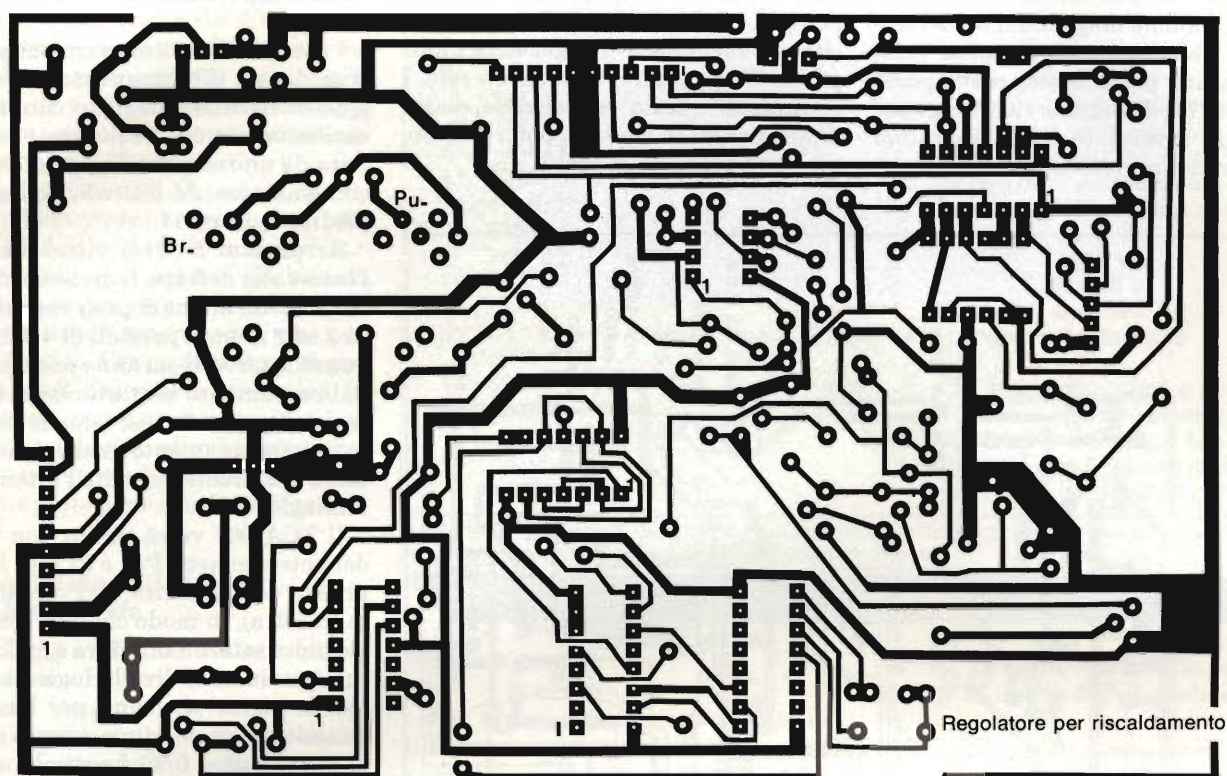



Fig. 2. Su questo circuito stampato, di formato unificato europeo, potrà essere montato l'intero circuito, compreso il relè di comando pompa e bruciatore.

bobina mobile che dovranno avere il punto di zero in corrispondenza al centro della scala (per esempio, ±50 mA con resistenza R_V in serie).

V_E perviene al comparatore (1/2 IC 1458, piedino 3) e contemporaneamente, tramite un convertitore di livello (1/4 IC 324), al discriminatore a finestra (TCA 965). Quest'ultimo componente rileva il campo in cui si trova la temperatura esterna. Più tardi verranno dati ulteriori particolari su questo argomento.

All'ingresso di uno stadio convertitore di livello (1/2 IC 1458) è presente la tensione V_P. Desiderando una temperatura ambiente di 20 gradi, l'uscita 7 di questo circuito integrato verrà posta a 0 V mediante P5.

Regolazione della curva di riscaldamento

Dopo il convertitore di livello c'è uno stadio amplificatore (1/4 LM 324) per la regolazione della pendenza della curva di riscaldamento (P7) e per lo

spostamento parallelo delle curve di riscaldamento (P6). In seguito questa procedura verrà chiamata "calibrazione" (vedi anche diagrammi della *figura 4*). L'abbassamento notturno della temperatura potrà essere predisposto mediante P8. Il segnale raggiunge poi l'ingresso invertente del comparatore menzionato in precedenza, che esegue il confronto tra la temperatura esterna e la temperatura interna desiderata. In questo punto è disposto un trigger di Schmitt con soglia di commutazione ed isteresi variabili. Il trigger di Schmitt pilota il bruciatore, tramite un relè. I contatti di questo relè devono essere dimensionati in modo da poter commutare una tensione di 220 V c.a.

Fig. 3. Disposizione dei componenti sul circuito stampato del regolatore per riscaldamento. Ai tre connettori, che potranno anche essere sostituiti da semplici terminali per saldatura, verranno collegati i componenti esterni.

Abbassamento notturno del riscaldamento dipendente dalla temperatura esterna

I tempi di 8, 4 e 2 ore vengono prodotti mediante il componente CD 4060B. Questo circuito integrato contiene un oscillatore, la cui frequenza è determinata da un resistore da 3,3 MΩ e da un condensatore da 680 nF, collegati ai piedini 9, 10 ed 11.

Al piedino 3 (Q14) viene prelevato l'intervallo di 8 ore. Il divisore integrato permette anche di prelevare ai piedini 2 ed 1 i tempi parziali di 4 e di 2 ore; questi intervalli saranno necessari per l'abbassamento notturno della temperatura e per le diverse isteresi di attacco del riscaldamento: essi verranno inseriti nel circuito tramite l'interruttore analogico 4052.

Il TCA 965 verrà tarato, con l'aiuto dei potenziometri P11 e P12 (P11 = larghezza della finestra, P12 = centro della finestra), in modo che, con una temperatura esterna inferiore a 5 °C, l'uscita 13 assuma il livello logico basso e che lo stesso avvenga per l'uscita 2 quando la temperatura esterna scende al di sotto di — 5 °C. I segnali presenti alle uscite del contatore 4060 raggiungeranno un flip flop RS, tramite gli interruttori analogici del c.i. 4052. Il flip flop attiva, tramite un transistore pilota, il relè della pompa.

Il contatto del suddetto relè è collegato in serie al contatto del relè del bruciatore e, durante l'abbassamento notturno della temperatura, stacca sia la pompa che il bruciatore. Dopo lo spegnimento totale del riscaldamento, la pompa ed il bruciatore torneranno di nuovo a funzionare, ma la temperatura ambiente massima sarà ridotta ad un valore più basso, predisposto mediante P8.

Isteresi di accensione del bruciatore dipendente dalla temperatura esterna

Anche l'uscita 2 del TCA 965 è collegata all'interruttore elettronico CD 4052. Questo collegamento serve a diminuire a 5 gradi, sempre in dipendenza dallo stato del contatore CD4060, l'isteresi di accensione, che di norma è di 10 gradi: ciò si verifica nel caso che la temperatura esterna scenda sotto i — 5 °C. La riduzione dell'isteresi viene ottenuta dimezzando il valore del resistore da 39 kΩ collegato tra l'uscita 1 del 1458 e la base del transistore T1 (attenzione: tenere conto delle tolleranze dei componenti!).

L'abbassamento notturno della temperatura viene comandato da due con-

tatti appartenenti ad un interruttore orario da 24 ore. Uno di questi contatti attiva, tramite una porta logica, l'ingresso di azzeramento del 4060, facendo ripartire il contatore dallo stato iniziale. Il secondo contatto collega alla tensione di + 12 V il potenziometro P8, che serve a regolare la minore temperatura notturna (IC324, piedino 9).

Tutte le tensioni di alimentazione sono stabilizzate mediante regolatori fissi. Gli stadi di conversione temperatura - tensione contengono anche uno stabilizzatore interno di tensione (— 5 V) che mette a disposizione la tensione di riferimento. Per una taratura di precisione, sarà necessario impiegare, in questo caso, potenziometri multigiri da 470 Ω. Le tensioni di alimentazione (positiva e negativa) dispongono entrambe di una protezione a fusibile ritardato (0,1 A).

Tabella per la taratura del circuito

Punto di misura	piedino	tarare	con valore
1	324/3	P1	−0,73 V
2	324/12	P2	−0,73 V
3	324/1	P3	Temperat. amb. −100 mV/K
4	324/14	P4	Temperat. amb. −10 mV/K
5*	1458/7	P5	0 V a temperat. int. di 20 °C
6*	1458/1	P13	Il relè deve eccitarsi ad 8 V
7*	1458/1	P14	Il relè deve diseccitarsi a 3 V
8	965/9	P11	0,75 V
9	965/8	P12	4,75 V
10	E3	P6	circa 5 V
11	-	P7	al centro
12*	Con P1 e P2 possono essere ora rilevate le curve di riscaldamento di P6 e P7.		
13	324/1	P1/P3	con acqua ghiacciata e calda
14	324/14	P2/P4	Adeguare alternativamente la temperatura dell'acqua fino ad ottenere un'indicazione lineare della temperatura.

* Tutte le regolazioni dipendenti dalla temperatura potranno essere eseguite con P1 (temperatura esterna) e con P2 (temperatura interna).

Cablaggi della sezione a tensione di rete

I cablaggi a 220 V dei contatti del relè che partono od arrivano al circuito stampato (*figura 2*) dovranno essere eseguiti con trecciola a doppio isolamento. I collegamenti saranno effettuati sul lato componenti (*figura 3*), introducendo le estremità scoperte delle trecciole nei rispettivi fori, che si trovano accanto al relè, e saldandole alle piazzole di rame. I conduttori dovrebbero inoltre essere attorcigliati tra loro, per ottenere una maggiore robustezza meccanica.

Tutto il cablaggio dovrà essere eseguito con cura e dovrà passare a distanza di sicurezza dagli altri componenti. Le distanze di isolamento, tra le parti sotto tensione e quelle che potrebbero venire a contatto con persone, dovranno essere di almeno 6 mm.

Sono stati impiegati come sensori transistori con involucro di plastica, che dovranno essere collegati al circuito stampato mediante un cavetto bipolare schermato. L'emettitore e la base dei sensori dovranno essere collegati ai conduttori interni del cavetto, mentre il collettore verrà collegato allo schermo.

I piedini dei transistori dovranno essere protetti con tubetto isolante, dopodichè i transistori verranno rivestiti mediante resina epossidica a due componenti, coprendo con il rivestimento plastico anche i primi 5 mm di cavetto di collegamento. In questo modo sarà possibile ottenere unità ermeticamente sigillate. Sarebbe anche opportuno proteggere il sensore esterno con un tubetto di plastica chiuso ad una delle estremità, per evitare l'azione corrosiva dell'atmosfera.

Messa a punto

Per tarare questo circuito, i sensori dovranno essere collegati mediante un cavo della lunghezza necessaria per il montaggio nella loro postazione definitiva (anche la lunghezza del cavo di collegamento è uno dei parametri da considerare durante la messa a punto). Sarà inoltre necessaria una bottiglia thermos contenente acqua e ghiaccio (0 gradi Celsius); un'altra analoga bottiglia dovrà contenere acqua alla temperatura di circa 50 °C (controllare la temperatura mediante un normale termometro a mercurio). Potrà anche essere impiegata per un breve periodo anche acqua bollente (100 °C), ma in questo caso la giunzione della sonda e la massa di incapsulaggio potrebbero raggiungere temperature troppo elevate.

Taratura della temperatura esterna e della temperatura ambiente

Per la taratura, dovranno essere immersi in acqua ghiacciata sia il sensore della temperatura esterna che quello della temperatura ambiente, mantenendoli in leggero movimento. Dopo circa 5 minuti, i sensori avranno raggiunto la temperatura stabile di 0 °C. Un normale strumento a bobina mobile con scala di ± 50 μA, provvisto di un resistore in serie dovrà essere collegato alle uscite 1 e rispettivamente 14 dell'LM 324 (lo strumento potrà anche avere una scala di ± 5V, in quanto la conversione temperatura/tensione dovrebbe avvenire con un fattore di 100 mV/K). Le uscite dell'LM324 verranno portate al livello di 0 V mediante P1 e P2.

Successivamente, i sensori dovranno essere immersi nell'acqua riscaldata (per esempio a 50 °C). Mediante P3 e P4, le uscite dell'LM 324 dovranno essere regolate a −5 V. E' consigliabile controllare almeno due volte la taratura alle temperature di 0 e 50 gradi e, se necessario, eseguire le opportune correzioni. Successivamente, il sensore interno verrà immerso in acqua alla temperatura di circa 20 gradi e, dopo 5 minuti, l'uscita 7 del circuito integrato 1458 verrà regolata a 0 V mediante P5.

Definizione delle soglie di trigger

A questo punto sono state eseguite le tarature più importanti. Restano ancora da regolare le soglie di commutazione del trigger di Schmitt, mediante P13 e P14. I valori delle tensioni di soglia dovrebbero essere 8 V (soglia superiore) e 3 V (soglia inferiore). L'isteresi di temperatura così ottenuta dipenderà dalla posizione dei potenziometri P6 e P7. I livelli d'isteresi dovranno essere perciò nuovamente controllati con riferimento alla migliore pendenza in esercizio della curva di riscaldamento (P7) e della calibratura (P6).

Regolazione del discriminatore a finestra

Con l'aiuto di entrambi i potenziometri P11 e P12, verranno infine regolate le soglie di + 5 °C e di − 5 °C. La tempe-

ratura di –5 °C potrà essere raggiunta sciogliendo una certa quantità di sale da cucina nell'acqua ghiacciata (controllare con un normale termometro). Il sensore esterno verrà immerso nell'acqua a –5 °C, regolando la soglia di commutazione in modo che, a questa temperatura, l'uscita 2 del TCA 965 abbia un potenziale zero. Tra + 5 °C e – 5 °C, l'uscita 13 del TCA 965 dovrà essere anch'essa a potenziale zero.

Dopo la taratura è anche consigliabile effettuare il rilievo delle diverse curve di riscaldamento, che dovranno essere analoghe a quelle rappresentate in *figura 4*. Con l'aiuto di queste curve potrà essere ottenuta la miglior regolazione della pendenza e della calibratura nell'esercizio pratico. La tabella fornisce ulteriori indicazioni sull'argomento.

I potenziometri per la regolazione della pendenza, della calibrazione e della diminuzione notturna della temperatura saranno collegati alla morsettiera L2 (vedi schema della disposizione dei componenti). I sensori verranno collegati alla morsettiera L3.

Fig. 4. a) differenti curve di riscaldamento con Tv = f (Te). La regolazione del potenziometro "calibrazione" rimane costante. b) maggior temperatura ambientale ammessa ΔT = f (guadagno G). Con l'aiuto di questa curva, potranno essere fatte scorrere parallelamente a sè stesse le singole curve di riscaldamento di a). Esempio: la curva 2a (E = 5 V; S = 50 kΩ) deve essere spostata parallelamente verso l'alto di circa 10 °C. Dalla curva 4b può essere ottenuta una ΔT di 7,4 °C con V = ed E = 1. Una ΔT di 10 °C necessita perciò di una variazione di E pari a 10/7,4 = 1,35 suddivisioni della scala.

Esperienze di esercizio pratico

L'economia che sarà possibile raggiungere con l'adozione di questo impianto dipenderà essenzialmente da fattori imponderabili, quali il tempo atmosferico, le abitudini individuali, eccetera. Una valutazione grossolana, effettuata nell'anno 1981, ha fornito una cifra di risparmio di circa il 10% di energia rispetto ad un impianto non regolato.

Le speranze della Philco

La crisi che durante il 1982 si è abbattuta sulle economie occidentali ha colpito anche la Philco, costringendola a chiudere l'esercizio 1982 con una perdita di circa 3 miliardi di lire a fronte di un fatturato di 120 miliardi di lire, leggermente inferiore a quello del 1981. Si è trattato, commentano in Philco, di un risultato transitorio perché la società bergamasca e convinta di recuperare durante il corrente esercizio le flessioni di vendite e di utili. Il fatturato dovrebbe raggiungere i 190 miliardi di cui una ventina di miliardi registrati con esportazioni verso gli Stati Uniti. Nel settore elettronica i rogrammi sono subordinati al piano di ristrutturazione dell'industria nazionale da cui dipende sia il risanamento delle attività di elettronica civile rilevate dalla Telefunken sia gli accordi tecnologici con partner stranieri.

Atari annuncia Ataritel

L'anno prossimo la Atari, grosso produttore di home computer e di videogames, metterà in vendita prodotti per telecomunicazioni di largo consumo. La nuova linea di prodotti, denominata Ataritel, comprenderà apparecchi dalle caratteristiche differenziate ma tutte a microprocessori. Si tratta, in genere, di sistemi che combinano capacità tipiche del telefono a quelle dei personal computer di livello inferiore.

COMPONENTI

Accensione motori Diesel

La Siemens ha messo a punto due piccoli rele a basso costo, l'F 4 e l'F 7, per tensione continua, realizzati particolarmente per l'industria automobilistica.

L'F 4, equipaggiato con un contatto di lavoro è adatto, per esempio, per dotare le autovetture di chiusura centralizzata delle portiere e grazie alla sua corrente permanente limite di 40 A, per una rapida accensione del motore. Il collegamento avviene tramite un connettore piatto (6,3 mm) di uso comune nelle automobili.

Questo rele è caratterizzato da una ridotta dissipazione di potenza nel circuito dei contatti e da un basso sviluppo di calore.

L'F 7, con corrente permanente limite di 70 A e collegato anch'esso per il circuito di eccitazione e per quello dei contatti tramite connettore piatto (rispettivamente di 6,3 e 9,5 mm), può sopportare per breve tempo una corrente di 125 A (riscaldamento delle candelette) ed è perciò in grado di accendere un motore Diesel a 6 cilindri in meno di 1 s, poichè in questo tempo si raggiungono 900 °C necessari per l'accensione.

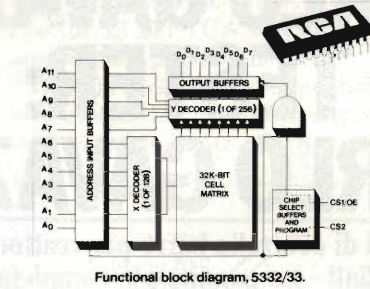
SIEMENS ELETTRA
Via F. Filzi, 25/A
Milano
Tel. (02) 6248

Nuova accesione per motori diesel.

RAM e ROM in tecnologia CMOS

La RCA Solid State ha aggiunto alla sua gamma di dispositivi CMOS ad alta densità la RAM da 16 K CDM6116.

Organizzata in 2Kx8 con un funzionamento completamente statico, la CDM6116 non ha bisogno di segnali di clock, consentendo così di avere alte velocità di funzionamento con bassissimi consumi.

Il chip viene offerto in due versioni: CDM6116E-1 con un tempo di accesso degli indirizzi di 250 ns e la versione più

Schema a blocchi funzionale delle ROM 5332/33

veloce CDM6116E-2 con un tempo di accesso massimo di 200 ns. Entrambi prevedono un funzionamento in standby con un assorbimento massimo di 100 e 30 μA rispettivamente (la CDN6116E-2 tipicamente di 1 μA). Le RAM CDM6116 sono pin compatibili con le RAM più diffuse sul mercato.

Sono disponibili versioni in package a 24 pin plastici e ceramici. Per sistemi che necessitano di un'elevata densità di memoria la RCA rende disponibile la famiglia di RCM CMOS statiche a 32 Kbit, cui appartengono la CDM5332 e la CDM5333.

Organizzati in 4K parole di 8 bit, questi chip programmabili a maschera sono pin compatibili con le ROM standard industriali. TTL compatibili, le ROM necessitano di una alimentazione singola e offrono un tempo di accesso degli indirizzi massimo di 450 ns.

RCA
P.zza San Marco, 1
Milano

ROM da 64 Kbit

L'Advanced Micro Devices introduce due memorie a sola lettura (ROM) con maschera programmabile da 64 Kbit.

Le Am9264 ed Am9265 sono organizzate nel formato 8192 parole di 8 bit e sono caratterizzate da un tempo di accesso inferiore a 250 ns.

Questo tempo consente l'impiego delle ROM in sistemi microcomputer ad alte prestazioni senza dover ritardare il microprocessore.

l'Am9364 viene incapsulata in un contenitore dual-in-line a 24 pin, l'Am9265 a 28 pin.

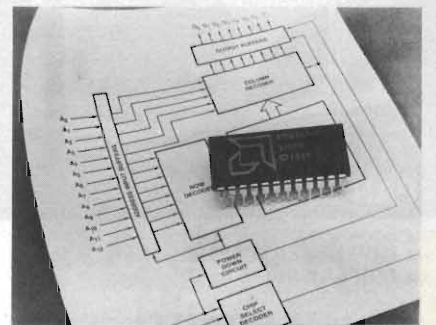
Le due memorie vengono fabbricate con il processo GROM, che consente la programmazione dopo metallizzazione, vale a dire la programmazione dei codici del cliente all'ultimo passo della fabbricazione dei wafer. Inoltre si ottiene una bassa dissipazione di potenza: la Icc attiva è tipicamente di 46 mA in entrambi i dispositivi, mentre una corrente ripida di standby sull'Am9265 è di 6 mA.

L'Am9264 deriva da un miglioramento in densità della ROM standard da 32 K e 24 pin; invece l'Am9265 è l'equivalente ROM della EPROM Am2764.

Tutti gli ingressi e le uscite dei due dispositivi sono completamente TTL compatibili e le ROM funzionano con una singola alimentazione a + 5V.

L'Am9264 è dotata di un chip-select programmabile mediante mascheratura in cui la polarità può essere specificata attiva al livello alto oppure basso a scelta del cliente. L'Am9265 dispone di due chip-select programmabili mediante mascheratura che forniscono il controllo dei buffer di uscita.

Entrambi i prodotti sono disponibili nelle versioni per intervalli di temperatura commerciale e militare con possibilità di scelta di una vasta gamma di velocità.

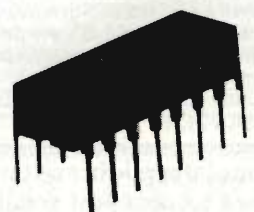
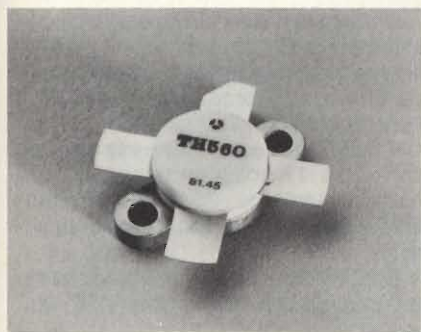
ADVANCED MICRO DEVICES
Milano 2 - Palazzo Vasari
Segrate (MI)
Tel. (02) 2154913

ROM da 64K programmabile a maschera

Amplificatore croma/demodulatore

L'RCA-CA3121E è un circuito integrato monolitico al silicio che implementa l'amplificatore croma/demodulatore con ACC e killer control nei televisori a colori.

Esso è progettato per funzionare in combinazione con il CA3070 o il CA3170 in un sistema croma a due package.

Il CA3121E viene fornito in package plastico dual-in-line a 16 pin.

RCA
P.zza San Marco, 1
Milano
Tel. (02) 637048

Amplificatore croma/demodulatore

Transistor RF di potenza

Transistore RF di potenza

Una linea completa di transistori di potenza studiata per applicazioni SSB lineari, funzionanti nel range di frequenza da 2 a 30 MHz, è disponibile dalla Thomson-CSF.

La famiglia comprende l'SD 1487 da 100 W(PEP), il TH 650 da 220 W(PEP) e il TH 430 da 250 W (PEP).

L'SD 1487 e il TH560 vengono forniti in package standard 0,500 4L FL di flangia. Il TH 430 è prodotto in un package a flangia 0,550 4L FL espressamente studiato per fornire un'elevata affidabilità e un buon rapporto di onda stazionaria.

THOMSON-CSF Componenti
Via M. Gioia, 72
Milano
Tel. (02) 6884141

Display controller

Tre nuovi display controller per VFD sono stati annunciati dalla Rockwell Electronic Device Division. I controllori 10941, 10942 e 10943 possono pilotare direttamente display fluorescenti a 16 segmenti, matrici 5x12 o bar graph colorati fino ad 80 caratteri.

I nuovi dispositivi si affiancano ai 10937, 10938 e 10939, adatti per display a segmenti e matrice 5x7.

L'uso di questa famiglia offre vantaggi rispetto alla soluzione TTL, grazie alla semplicità di interfaccia sia verso il display che verso il computer principale.

Anche se costruiti per display V.F., questi dispositivi con l'aggiunta di una semplice interfaccia permettono una riduzione di costi anche nelle applicazioni con display a scarica di gas, LED, LCD e display a filamento.

Il 10941 usato con il 10939 pilota un display di 40 caratteri, da 14 a 18 segmenti, o un display bar graph. La possibilità di pilotare display a matrice 5x12 fino a 40 caratteri è invece ottenuta dall'abbinamento del 10942 e 10943 con il 10939.

La combinazione dei dispositivi 10942/43/39 permette inoltre di pilotare fino a 60 anodi e fino a 20 griglie, compreso il cursore.

Altre caratteristiche della famiglia sono: ingressi TTL compatibili, comunicazione seriale o parallela, pilotaggio diretto fino a 10 mA e 40 V per segmento e carattere, tutti i segnali di temporizzazione sono generati internamente, set di 64 caratteri ASCII 10941, set di 96 caratteri ASCII 10942/10943.

Il 10941 è fornito in contenitore plastico 24 pin DIP mentre il 10942/10943 in contenitore 28 pin DIP. Entrambi sono disponibili nella gamma commerciale (da 0 a 70 °C) e industriale (da —40 a +85 °C).

ROCKWELL
Via Boccaccio, 23
Milano

Connettori per scheda

La Dale Electronics ha annunciato l'estensione della sua gamma di connettori per scheda. Sono disponibili due modelli a lettura con la spaziatura dei contatti di 0,1" (2,54 mm) - serie EB4 e 0,125" (3,175 mm) - serie EB6.

Le nuove serie possono essere fornite in una vasta scelta di materiali per il corpo del connettore, misure e tipi per rispondere a requisiti commerciali, industriali e militari.

I connettori hanno contatti biforcati del tipo cantilever.

19 differenti misure di corpo sono disponibili per entrambe le serie, con 10 ÷ 60 contatti per lato per la serie EB4 e 10 ÷ 60 contatti per l'EB6.

I materiali disponibili per il corpo includono il dialliftalato riempito a vetro per rispondere a requisiti militari e materiale fenolico con vetro nonchè Valox per applicazioni commerciali ed industriali. Tutti i materiali per il corpo del connettore sono infiammabili secondo la norma UL 94V-0.

I connettori sono adatti per i collegamenti con saldatura o wire wrap.

SISRAM
C.so Matteotti, 55
Torino

Circuiti CMOS per telecomunicazioni

I nuovi circuiti della National Semiconductor vengono ad aggiungersi a quelli della famiglia dei circuiti "dialer".

Prodotti in tecnologia P²CMOS, ideale per tastiere a pulsanti TP50981 e TP50982 vengono a sostituire gli MK50981 e MK50982. Il terzo, il TP50985/5A, è un dispositivo con caratteristiche esclusive.

Questa famiglia di circuiti monoliti ci è in grado di convertire direttamente i segnali provenienti da una tastiera telefonica in una serie di impulsi che simulano la rotazione del disco telefonico.

Una memoria sullo stesso chip può memorizzare fino a 17 cifre, offrendo anche la possibilità di ripetizione del numero pre-impostato con la semplice pressione di un tasto

Ci sono le versioni "A" dei dispositivi con alimentazione fino a 1,6V (2,5 per i dispositivi standard) per applicazioni in collegamenti a lunga distanza. La corrente assorbita per la retenzione del dato in memoria è pari a 1 µA per la versione "A", mentre è pari a 2,4 µA per la versione standard.

Il tipo TP50985/5A possiede il modo scratchpad per la memorizzazione dei numeri a cornetta aggaciata senza chiamata.

NATIONAL SEMICONDUCTOR
Via Solferino, 19
Milano

EEPROM word-alterable

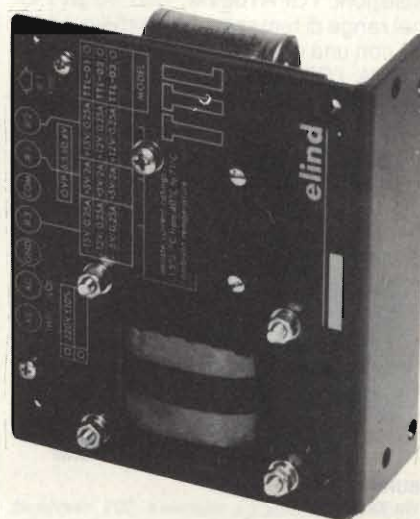
La Microelectronics Group della General Instrument presenta una EEPROM da 1 kbit word-alterable.

L'ER5901 è caratterizzata da funzionamento con alimentazione singola da +5V, per tutte le funzioni, ciclo di cancellazione/scrittura automatico, latch dati e indirizzi on-chip, 10^4 cicli di cancellazione/scrittura per parola, tempo di accesso inferiore a 250 ns, capacità minima di conservazione dei dati di 10 anni.

Il dispositivo è stato progettato per la sostituzione di dip switch, tipicamente nei terminali, per la memorizzazione di costanti di calibrazione di strumenti e per applicazioni di controllo intelligente.

ADREP
Milano
Tel. (02) 4044046

Alimentatori modulari open case

I modelli della serie TTL della Elind sono alimentatori con tre tensioni di uscita, con caratteristiche costruttive

Alimentatori modulari open case.

generali e realizzazione meccanica uguali a quelli della serie TL e DTL.

Sono disponibili le versioni: TTL-0A da +5V/2A, ±15V/0,25A; TTL-02 da +5V/21A, ± 12V/0,25A; TTL-03 da +5V/2A, + 12V/0,25A - 5V/0,25A.

Tutte le versioni hanno un'uscita a 5V ed è possibile una regolazione di ± 5%. È inoltre fornito standard su questa uscita un OVP a 6,5V. Le altre uscite sono invece fisse.

Tutte le versioni hanno la protezione termica con sensore NTC e contro i corto circuiti.

ELIND
Via Torino, 30
Cernusco S/N (MI)
Tel. (02) 9043943

Amplificatore operazionale militare

L'amplificatore OPA106WM con ingresso a FET prodotto dalla Burr-Brown garatisce una corrente massima di polarizzazione di 100 fA e una deriva massima della tensione di offset d'ingresso di 5 μV/°C nel range di temperatura da -55 a +125 °C. Il massimo offset di tensione è di soli 250 μV.

Il dispositivo garantisce tutte le specifiche fino a 19 kHz, un guadagno ad anello aperto di 103 dB e un tempo di soli 15 μs per recupero di sovraccarichi.

L'amplificatore è compensato internamente per assicurare la stabilità senza componenti esterni con carichi fino a 500 pF.

L'impedenza dell'ingresso differenziale è $10^{13}\Omega$, mentre la corrente a riposo è minore di 1,5 mA e non risente di variazioni della temperatura ambiente o della tensione di alimentazione.

L'OPA106WM viene fornito in contenitore metallico a 8 pin TO-99 ed è disponibile nelle selezioni /MIL e /883B.

L'OPA106 è offerto anche in altre due selezioni: l'OPA106VM, con 10 μV/°C nel range di temperatura da -55 a +125 °C con una corrente di polarizzazione di 150 fA; l'OPA106UM offre 20 μV/°C. La massima corrente di polarizzazione è 300 fA. La versione UM è la sola a non poter essere offerta con livello di qualità /MIL.

L'OPA106 è adatto per applicazioni a bassa frequenza ed alta impedenza d'ingresso, dove si richiedono bassissime correnti di polarizzazione e basso offset e deriva della tensione d'ingresso.

L'OPA106 è adatto per applicazioni a bassa frequenza ed alta impedenza d'ingresso, dove si richiedono basse correnti di bias e basso offset della deriva della tensione di ingresso.

BURR-BROWN
Via Zante, 14
Milano
Tel. (02) 5065228

Varistori all'ossido metallico

I varistori CONOX prodotti dalla Conradty Nürnberg sono studiati per la protezione contro le sovratensioni e le tensioni di disturbo. Le caratteristiche dei tipi standard sono: tensione di esercizio da 35 fino a 540 V, diametro montaggio da 7 fino a 25 mm, esponente maggiore di 25, picchi di corrente fino a 4000 A, assorbimento energia fino a 200 J, carico continuo fino a 0,8 W, tempo di risposta maggiore di 25 ns.

Questi varistori sono particolarmente adatti per proteggere apparecchi elettronici, circuiti di misura, comando e regolazione, impianti di telecomunicazione, teleazionamenti, impianti di segnalazione.

CEDIMEL
Via Ceva, 48
Torino
Tel. (011) 472845

Temporizzatore programmabile

Temporizzatore programmabile

La Tecnical System presenta il temporizzatore digitale al quarzo QZMP della serie Bircher, programmabile nei tempi, nelle funzioni e con alimentazione multipla-mistain c.a. e c.c..

La base dei tempi a cristallo di quarzo permette una precisione di ± 0,005% del valore di temporizzazione impostato mediante preselettore a 4 digit: il selettore dei tempi consente quindi di selezionare la scala desiderata (secondi o minuti o ore), ottenendo un range complessivo di temporizzazione da 0,1 s a 999,9 ore.

Sulla stessa unità è possibile, mediante un altro selettore, programmare separatamente 5 funzioni: ritardo all'eccitazione, alla diseccitazione, ritardo sul fronte di salita e di discesa di un impulso di tensione, lampeggiante.

Il QZMP, oltre alle normali tensioni di alimentazione, è disponibile nei due tipi U1 e U2 per i quali un particolare circuito adattivo di alimentazione consente di fornire la stessa alimentazione per notevoli variazioni di tensione, continua e alternata, e di frequenza.

È possibile inoltre comandare il QZMP in 6 modi diversi.

Una scala a diodi LED rossi visualizza la temporizzazione, mentre un LED giallo segnala l'avvenuta commutazione dei due contatti di scambio 6A/250Vca in Ag duro di uscita.

Il QZMP è in esecuzione estraibile su zoccolo a 11 poli, con temperatura di funzionamento da -20 a +60 °C e protetto contro sovratensioni mediante varistore ZNR.

Il QZMP è normalmente tropicalizzato e conforme alle norme SEV, VDE, UL.

TECNEL SYSTEM
Via Brunico, 15
Milano
Tel.(02) 2578803

Lampade da pannello a LED

Si tratta di lampade a LED con lenti affumicate studiate dalla Data Display Products per l'impiego in ambienti altamente illuminati. Infatti questo tipo di LED rosso può essere usato anche con una luce ambiente di 10.000 foot-canale. Le versioni ambra e gialla con lenti affumicate sono invece ben visibili con una luce ambientale di 4000 foot-canale e la versione verde fino a 4000 foot-canale.

Dal punto di vista meccanico sono disponibili vari modelli, con diametri che vanno da 3/16 a 3/8 di pollice.

Le lenti affumicate possono essere richieste rettangolari o a basso profilo, e con diciture stampate speciali.

Data Display Products
303 North Oak St.
Inglewood, CA 90302 (USA)
Tel. (213) 674-5940

Macrocelle array TTL compatibili

La Motorola ha annunciato l'introduzione di un secondo Macrocell Array TTL compatibile, l'MCA1300ALS, che raddoppia abbondantemente il numero dei gate equivalenti disponibili nella precedente unità, portandolo da 533 a 1280.

Utilizzando la tecnologia TTL Advanced Low Power Schottky (ALS), l'array offre prestazioni avanzate, con ritardi tipici di 2,25 ns dei tempi di propagazione del gate e con dissipazioni di potenza totale del dispositivo, utilizzando cioè tutte le macrocell, di soli 1,4 W.

I macrocell array differiscono dai gate array convenzionali in quanto le complesse funzioni LSI/VLSI vengono sviluppate non attraverso l'interconnessione di gate semplici, ma per mezzo di una serie di circuiti (macro) più sofisticati, come flip-flop, decodificatori, multiplatori, ecc..

Questo non soltanto semplifica il progetto circuitale, ma ne migliora la velo-

cità, sostituendo i livelli di ritardo dei singoli gate con più efficienti tecniche di collegamento serie utilizzate per lo sviluppo di circuiti più complessi.

I dispositivi MCA1300ALS sono assemblati in contenitori dual-in-line a 40 pin o in basette JEDEC tipo C a 68 pin, o in chip-carrier a 48 pin.

Il campo della temperatura ambiente va da 0 a 70 °C con una temperatura operativa di giunzione variabile da 0 a 115 °C. La tensione di alimentazione è di 5V ± 5%.

MOTOROLA
V.le Milanofiori - A1C
Assago (MI)
Tel. (02) 8242021

Condensatore al tantalio a norma MIL

Il condensatore in custodia ermetica della serie T 262 prodotto dalla Kemet, progettato con la sigla militare CSR 21 e approvato dal MIL C 39003/9, è simile al T212 (MIL 39003/1E CSR 13), ma permette una più elevata corrente di ripple.

I valori capacitivi sono compresi tra 5,6 e 330 μF con tensioni tra 6 e 50 V. Le dimensioni sono contenute nei case C e D delle corrispondenti serie T110 e T212.

La serie T 262 è stata progettata per essere utilizzata in applicazioni di filtraggio di potenza, dove un basso valore di ESR permette un elevato valore di corrente di ripple.

DIMAC ELETTRONICA
Via S. Maria alle Selve, 4
Biassono (MI)
Tel. (039) 491514

Condensatori elettrolitici a bicchiere

È un tipo di condensatore della Rifa dotato di terminali per montaggio su circuiti stampati, studiato principalmente per applicazioni in alimentatori, sistemi di controllo per motori in c.a. a frequenza variabile, sistemi di controllo per motori in c.c., saldatori, convertitori ad alta frequenza.

Le principali caratteristiche di questo condensatore elettrolitico "a bicchiere" sono un elevato rapporto potenza/volume, un'alta affidabilità e vita molto lunga (come da IEC 384-4), forti risparmi sui costi di assemblaggio, tensioni da 10 a 400 V, range di capacità disponibili da 33 a 68.000 μF, dimensioni (DxL) da 25x37 a 40x107.

RACOEL
C.so di Porta Romana, 121
Milano
Tel. (02) 5452608

Pulsanti/interruttori ad elementi componibili

Con i pulsanti/interruttori e segnalatori luminosi SWISSTAC è possibile realizzare, a partire dallo stesso corpo, un pulsante ad impulso oppure bistabile semplicemente togliendo o rimettendo l'apposita molletta a T.

Sullo stesso pulsante inoltre è possibile montare cornici in colore grigio oppure nero e calotte frontali, in diversi colori ed intercambiabili, 18x24 mm, 18x18 mm, Ø 18 mm, con specole opache oppure trasparenti ad elevata luminosità con lente di Fresnel.

La serie SWISSTAC è prevista per lampadine telefoniche T5,5, Midget Grooved ad incandescenza oppure al neon.

Il grado di protezione frontale standard è IP40; la tensione di isolamento è maggiore di 2 KV/1 min e la resistenza di isolamento elevata.

La temperatura di funzionamento è compresa tra -25 e +55 °C (90 °C) con umidità 100%.

TECNEL SYSTEM
Via Brunico, 15
Milano
Tel. (02) 2578803

STRUMENTAZIONE

Multimetro 3 1/2 digit a vero valore efficace

La Fluke ha aggiunto alla serie di DMM tascabili 8020B il modello 8026B, un multimetro tascabile a 8 funzioni che offre in c.a. il vero valore efficace, mantenendo tutte le caratteristiche e le funzioni della serie "B".

Multimetro 3 1/2 digit a vero valore efficace

Altre caratteristiche del mod. 8026B sono: precisione di base in c.c. dello 0,1%, un cicalino di continuità ad alta velocità per la ricerca delle interruzioni e dei corti e conduttanza per ottenere misure di alta resistenza da 20 MΩ a 10.000 MΩ.

SISTREL
Via P. Da Volpedo, 59
Cinisello B. (MI)
Tel. (02) 6181893

Aspiratori di fumi.

Aspiratore di fumi

L'aspiratore POLISORB M2 ideato dalla Adcola Products è pratico da usare grazie al suo braccio di sostegno completamente direzionale. Esso è munito di un filtro a carboni attivi e di due ventole con una capacità di aspirazione pari a 70 m^3/h -19 l/s.

Le due lampade fluorescenti con una potenza di 8W l'una permettono un'ottima illuminazione del banco di lavoro.

C'è inoltre la possibilità di avere come optional inserito un trasformatore toroidale con uscita a 24 V per l'allacciamento del saldatore.

FAST ELETTRONICA
Via Taormina, 36
Milano
Tel. (02) 683681

Scanner 705 Keithley

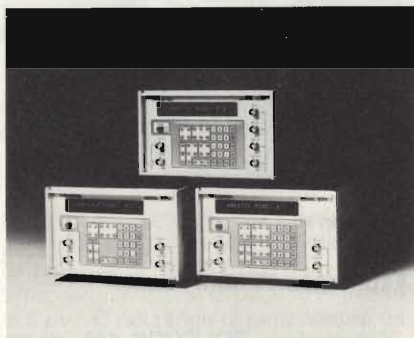
Questo nuovo modello fornisce una soluzione flessibile per il monitoring di dati quali: tensioni, correnti, resistenze, temperature e l'uscita può essere agevolmente distribuita a multimetri/nanovoltmetri/elettrometri o ad altri disposi-

Scanner 705 Keithley: soluzione flessibile per monitoring parametri elettrici/temperatura

tivi esterni. L'unità base può ospitare fino a 20 canali (2 schede da 10 canali ciascuna); è pure possibile - con connessioni in "daisy-chain" - implementare configurazioni a maggior numero di canali.

La tastiera interattiva d'ingresso e il display frontale consentono ottimazioni operative dell'apparecchio.

L'apparecchio è fornito con interfaccia IEEE-bus e un I/O Port incorporato contenente 16 linee Ingresso/Uscita.

ELETTRONUCLEONICA
Piazza De Angeli, 7
20146 MILANO
Tel. (02) 4982451

Generatore di funzioni programmabile

Generatore di funzioni programmabile

La Wavetek introduce il generatore sintetizzato di funzioni modello 278, uno strumento di peso leggero half-rack per lavori da banco o applicazioni ATE.
Si tratta di una sorgente di precisione di forme d'onda sinusoidali, triangolari e quadre con una gamma di frequenza da 0,01 Hz a 12 MHz e una ampiezza superiore a 10 Vpp su 50 Ω. Il modo sintetizzato offre una risoluzione di 5 digit con precisione dello 0,005%.

Il controllo del generatore avviene per mezzo di una tastiera sul pannello frontale di 20 caratteri alfanumerici. L'uscita principale è protetta da corto circuiti o da sovraccarichi di tensione.

L'uscita principale è una sorgente su 50 Ω che può essere programmata ON, OFF oppure OFF con un carico interno di 50 Ω.

I modi di operare includono continuo, triggered, gate, burst, impulsivo, sintetizzato, riferimento esterno, aggancio di fase esterno ed external width. La frequenza può essere controllata da una tensione esterna per sweep o FM.

È previsto anche un livello di trigger e un controllo di slope programmabile dall'esterno. La programmazione a formato libero permette di selezionare parametri numerici con virgola fissa, con virgola mobile e in notazione scientifica. La selezione dei parametri può essere effettuata sia per una singola funzione che per una completa predisposizione dello strumento.

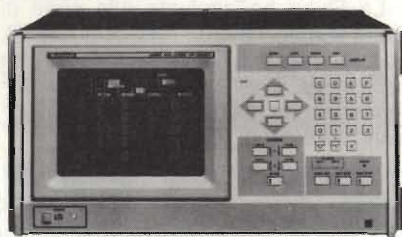
Sono memorizzabili 40 selezioni standard, espandibili a 100 con una batteria che conserva le memorie.

La procedura di calibrazione memorizzata, una procedura passo-passo, è immagazzinata nella memoria interna ed accessibile dal pannello frontale.

SISTREL
Via P. Da Volpedo, 59
Cinisello B. (MI)
Tel. (02) 6181893

Logic analyzer a 32 canali

Il logic Analizer VP-3620 A, NATIONAL, a 32 canali, con memoria principale di 1 kbits per ogni canale e, in più, una memoria di riferimento. Per una più facile analisi sia dell'hardware che del software, può funzionare in 4 modi di traccia e cioè: 16 + 8 + 8, 16 + 16 (1), 16 + 16 (2) e 32 canali visualizzabili in "Timing", "State", "Map 1" e "Map 2" (Grafici) display. Una vasta possibilità di trigger, inclusa quella di "Glitch trigger" riducono notevolmente i tempi di verifica. Inoltre l'apparecchio può essere dotato di kits di personalizzazione per i principali tipi di microprocessori, consentendo dati tracciati in modo "disassembled mnemonic", direttamente confrontabili con il "μPC Program Listing".

BARLETTA
Via Fiori Oscuri, 11
20121 MILANO
Tel.(02) 865.96/1/3/5

Logic analyzer a 32 canali

Oscilloscopi da 100 MHz

La gamma degli oscilloscopi della Tektronix è stata ampliata con i modelli 2235 e 2236 da 100 MHz, il 2445 da 150 MHz ed il 2465 da 300 MHz.

Elementi comuni degli oscilloscopi della famiglia 2000 sono la disposizione dei comandi frontali, una maggiore affidabilità ed un elevato rapporto prestazioni /prezzo.

Il 2235 e il 2236 sono strumenti professionali e hanno tutte le caratteristiche del 2215 con una banda passante più elevata, una maggiore precisione, la visualizzazione del segnale di trigger, una velocità massima di scansione di 5

Oscilloscopio da 200 MHz con CTM.

ns, un limitatore di banda a 20 MHz, la scansione singola, controlli separati di intensità sulle due basi dei tempi ed una tensione di accelerazione sul CRT di 14 KV, che consente di avere tracce più nitide e brillanti. Il 2236 possiede capacità di misura superiori a quelle di un normale oscilloscopio grazie ad un counter/timer/multimetro digitale (CTM).

Il CTM è completamente integrato con i sistemi verticale, orizzontale e di trigger dell'oscilloscopio, permettendo di effettuare misure originariamente impossibili con un unico strumento.

Il CTM possiede un display fluorescente che permette misure con la risoluzione di 5.000 conteggi. Misure di tensioni continue e di vero valore efficace possono essere eseguite direttamente sul segnale in ingresso al canale 1 dell'oscilloscopio.

Notevoli sono anche le prestazioni come ohmetro (consente tra l'altro di misurarne automaticamente la giunzione dei diodi) e come frequenzimetro.

I due strumenti sono comodamente portatili, pesando il 2236 solo 7,3 Kg e il 2235 6,1 Kg.

TEKTRONIX
Via Lampedusa, 13
Milano

Multimetro intelligente da banco

Il multimetro 1905 della Thurlby è un multimetro intelligente a basso costo particolarmente adatto ai sistemi di collaudo di produzione, per controllo qualità e per il test dei componenti.

Questo multimetro digitale incorpora una vasta gamma di funzioni, di calcolo e di acquisizione dati, tutti programmabili dalla tastiera frontale.

La lunghezza delle scale è di ± 210.000 punti (5 1/2 cifre), la risoluzione è di 1μV, 1 mΩ, 1 nA. La precisione di base, valida un anno da ogni calibrazione, è di 0,015%. Le funzioni AC sono standard e le misure di corrente arrivano fino a 5A.

La funzione Δ% permette di calcolare percentuali di deviazione dal valore no-

minale programmato da 0,001% fino a ± 400%.

La funzione comparazione, con i limiti, permette di introdurre via tastiera dal pannello frontale i limiti massimo e minimo.

Il display, oltre al risultato della misura, presenterà un codice a due lettere: HI, LO, PA (pass) a seconda che il risultato sia rispettivamente al di sopra, al di sotto o tra i due limiti.

Un'altra funzione del 1905 è l'Automatic Data Logging. Lo strumento può memorizzare fino a 100 letture che possono essere richiamate in un secondo momento sul display. L'intervallo di tempo tra una lettura e la successiva, nella funzione Data Logging, può essere programmato, via tastiera frontale, da 1/3 di secondo fino a 3 ore. In alternativa l'acquisizione può essere manuale.

ALL DATA
Via Delle Ande, 8
Milano

Alimentatori in d-c veloci per prove automatiche

Alimentatori in d-c veloci per prove automatiche

Gli alimentatori della Kepco serie ATE, offrono al progettista sistemi di prova automatici con opzione per programmazioni ad alta velocità.

Questo modo, per esempio, permette una velocità di programmazione massima di 12.5 microsecondi per un alimentatore da 0 a 25 V. Questo corrisponde ad un'ampiezza di banda di 13 kHz se programmato sinusoidalmente.

Gli alimentatori della Kepco serie ATE sono disponibili in una gamma che va da 50 W a 1000 W con tensioni in uscita regolabili da 0 a 6 V, da 0 a 150 V.

Tutti i modelli operano a corrente costante, il che fornisce una corrente stabile che è un risultato importante per l'abilità degli alimentatori ATE di funzionare in un modo di programmazione veloce.

I dispositivi di sovratensione regolabili/programmabili sono standard, come lo sono i controlli analogici a 10 giri, per la programmazione dell'interfaccia IEEE-488 e l'ampia strumentazione di controllo.

Come alimentatori d-c, il gruppo ATE dela Kepco prende il secondo posto, caratterizzato da una versione della sorgente di 0.001% (variazioni di linee) e una variazione a carico di 0.002% con un ripple di 0.3 mV (nel modo di velocità regolare).

Il ripple aumenta solo di 3 mV quando i suoi condensatori di uscita sono disconnessi per operazioni di programmazione in modo veloce.

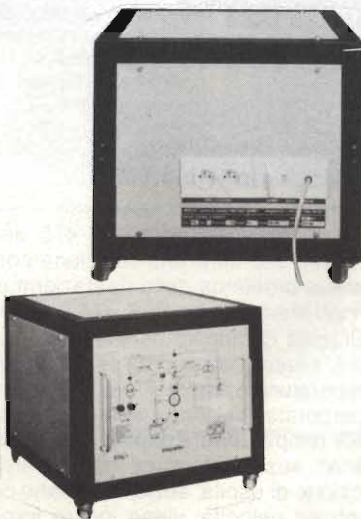
SISTREL SpA
Via P. da Volpedo, 59
20092 Cinisello B. (MI)

Gruppo statico di continuità Imunelec stal 1-1, 0,5 A 1,5 kVA monofase

Il gruppo è composto da:
- un raddrizzatore/carica batteria alimentato dalla rete di distribuzione,
- una batteria di accumulatori al piombo, tipo ermetico,
- un invertitore che trasforma l'energia dei raddrizzatori o della batteria, in corrente alternata di sicurezza di forma d'onda sinusoidale e libera da qualsiasi imperfezione della rete.

Il funzionamento normale, la rete fornisce la tensione di alimentazione all'invertitore e la tensione di carica delle batterie tramite il raddrizzatore regolato. Nel caso di mancanza della rete (microinterruzioni oppure interruzioni di più lunga durata come nel caso di apertura della linea), la batteria di accumulatori fornisce l'energia all'invertitore secondo l'autonomia prevista. L'uscita sul carico è sempre garantita senza alcuna perturbazione.

Dati tecnici riassuntivi

USCITA			
Potenze nominali standard (Cos φ = 0,85)	0,1 - 1 - 1,5 kVA		
Tensione d'uscita	220 - 230 V eff. 50 Hz monofase		
Regolazione rete ± 12%, carico 100%	±1%		
Carico 0 - 100%	+4% - 1%		
Frequenza standard	50 Hz ± 0,1%		
Distorsione armonica totale	< 5%		
Rendimento (valori tipici)	a cosφ = 0,85		
	0,5 kVA	1 kVA	1,5 kVA
carico 100$	73%	75%	76%
RETE D'ALIMENTAZIONE			
Tensione nominale	220 v.eff ± 12% monofase		
Frequenza	50 Hz ± 2%		
Potenza massima richiesta (batteria scarica e carico 100% potenza)	STAL 0.5 kVA - 1250 VA STAL 1.0 kVA - 1900 VA STAL 1.5 kVA - 2800 VA		

EUROELETTRONICA Via Mascheroni, 19 - 20145 Milano

Nuovo multimetro portatile per misura della temperatura

Il nuovo multimetro digitale a valore efficace 132 Keithley offre in un unico strumento la combinazione di un DMM a 6 funzioni (24 gamme), precisione DCV dello 0,25%, con un termometro digitale.

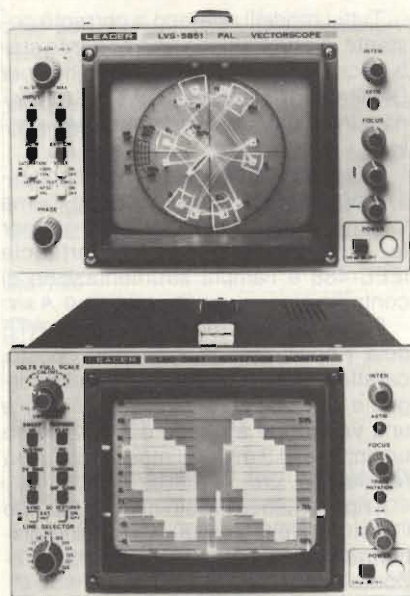
L'apparecchio consente misure in alternata (Corrente e ACV) a vero valore efficace e, grazie alla dotazione di connettore TC miniatura, permette di effettuare misure temperature con l'uso di termocoppia tipo K (a basso costo e di comune impiego) e con linearizzazione del campo di misura da -20 °C a +1370 °C (risoluzione 1 °C).

ELETTRONUCLEONICA
Piazza De Angeli, 7
20146 MILANO
Tel. (02) 4982451

Oscilloscopio da 100 MHz

L'oscilloscopio VP-5512 A, NATIONAL, 100 MHz, 2 mV, doppia base dei tempi, che permette la visualizzazione dei 2 canali principali più 2 canali di trigger per un totale di 4 canali di ingresso. Lo strumento, a detta del costruttore, adotta le più avanzate tecnologie attuali che consentono un miglioramento generale delle prestazioni, incluso il dato di affidabilità portato a 15.000 ore di MTBF, ed una sensibile riduzione dei costi di produzione. Tra le caratteristiche più rilevanti citiamo la precisione della base dei tempi del 2% fino a2 nsec., la completezza degli accoppiamenti di trigger, ora anche incluso il separatore di sincronismo TV ed infine la possibilità di visualizzare in "ALTERNATE SWEEP" sia la base dei tempi principale intensificata da quella ritardata, che quella ritardata espansa: questo qualora l'oscilloscopio funzioni con i 4 input di ingresso, produce sul CRT la riproduce di 8 tracce. Lo strumento è di dimensioni compatte 149 x 311 x 400 mm. e di peso contenuto kg. 10.

BARLETTA
Via Fiori Oscuri, 11
20121 MILANO
Tel. (02) 865.96/1/3/5

Oscilloscopio National da 100 MHz

Video-Signal Instruments della Leader.

PAL Vectorscope e PAL-SECAM Waveform Monitor

Il PAL Vectorscope mod. LVS 5851 Leader incorpora generazione reticoli e marker per eliminazione errori di parallasse e accuratezza di lettura nella presentazione - ampiezza e fase - di segnali televisivi.

Il Waveform Monitor mod. LBO 5861, sempre della Leader, per PAL-SECAM a 625 linee, consente un ulteriore ausilio di misura, grazie tra l'altro alla funzione "line-selector" che permette di rilevare sia segnali VITS - Vertical Interval Test signal - che di Vertical Interval Reference.

Entrambi i modelli hanno contenitori standard di 21,5x13,2x42,3 cm e possono essere inseriti abbinati, tramite opportuni elementi di adattamento, in montaggio a full-rack.

ELETTRONUCLEONICA
P.zza De Angeli, 7
Milano

Stazione dissaldante, saldante, ripristino C.S.

La sezione modello PRS-475 della OK Machine offre una soluzione completa al problema della riparazione dei circuiti stampati. La PRS 475 è essenzialmente composta dalle seguenti sezioni: sezione dissaldata con controllo temperatura e aspirazione (con pompa incorporata); sezione saldante con controllo temperatura e aspirazione (uscita d'aria); sezione termica con controllo tensione di uscita; sezione trapano con controllo velocità; viene inoltre fornita completa di utensile dissaldatore, saldatore, supporto attrezzi con spugnetta, utensile termico per la riparazione di piste interrotte, mini trapano flessibile, kit di punte e fresette, spazzoline pulizia, kit riparazione circuiti stampati.

La PRS 475 può essere fornita con qualsiasi tensione di ingresso e, su richiesta,anche con il dispositivo Zero Voltage Switch.

Il kit per la riparazione dei circuiti stampati incluso nella PRS 475 (modello SRS050) può anche essere acquistato separatamente e include spezzoni di pista ramati, resine e soluzioni, pinzette, set di bisturi, ribattino, isolette e occhielli per riparare un circuito stampato.

OK MACHINE AND TOOL ITALIA
Via Ravizza, 34/1
Milano

Sorgente sonora per misure acustiche

La sorgente sonora 4224 messa a punto della Bruel & Kjaer funzionante a batteria, è utilizzabile per la misura di tempi di riverberazione, assorbimento e isolamento.

Sorgente sonora da 100 Hz a 4 KHz.

L'unità incorpora un generatore di rumore rosa, un amplificatore di potenza, e un altoparlante in un robusto contenitore in plastica.

La 4224 fornisce fino a 228 dB di potenza continua tra 100 Hz e 4 kHz ed è dotata di due filtri incorporati per misure di assorbimento e isolamento secondo le norme ASTME 597-77T.

Lo strumento è completo di batterie ricaricabili e di carica batterie. Le sue dimensioni (HxLxP) sono 480x380x242 mm.

BRUEL & KJAER ITALIANA
Via Ripamonti, 89
Milano
Tel. (02) 5693041

MULTIMETRI DIGITALI

L'esecuzione compatta e il moderno design favoriscono una efficace maneggevolezza di questa nuova serie di strumenti ad alta precisione.
L'uso è facilitato dalla particolare disposizione dei selettori delle funzioni a pulsante e del commutatore centrale rotativo.
Grazie agli LCD e ad un nuovo convertitore analogico/digitale e consumo ridottissimo, gli strumenti hanno una lunga autonomia d'esercizio.
Polarità automatica. Segnalazione luminosa BAT se l'autonomia è inferiore a 5 ore.
Temperatura di funzionamento: 0÷50°C - Dimensioni: 188x86x50 - Peso: 0,4 kg

TM/0522-00

MX 522

- Display: 3½ cifre a cristalli liquidi (2000 punti)
- Altezza della cifra: 12,7 mm
- Precisione: 0,5%
- 6 funzioni - 22 portate
- Impedenza d'ingresso: 2 MΩ (c.c./c.a.)
- Autonomia: 1500 ore

TM/0562-00

MX 562

- Display: 3½ cifre a cristalli liquidi (2000 punti)
- Altezza della cifra: 12,7 mm
- Precisione: 0,2%
- 6 funzioni - 25 portate
- Impedenza d'ingresso: 10 MΩ (c.c./c.a.)
- Autonomia: 2000 ore

TM/0563-00

MX 563

- Display: 3½ cifre a cristalli liquidi (2000 punti)
- Altezza della cifra: 12,7 mm
- Precisione: 0,1%
- 9 funzioni - 32 portate
- Misura delle temperature: −20 +1200°C con sonda a termocoppia - Risoluzione: 1°C
- Misura in dB: −20 +40 dB
- Risoluzione: 0,1 dB
- Autonomia: 1000 ore

TM/0575-00

MX 575

- Display: 4½ cifre a cristalli liquidi (20.000 punti)
- Altezza della cifra: 10 mm
- Precisione: 0,05%
- 7 funzioni - 24 portate
- Frequenzimetro su due gamme: 10 kHz e 50 kHz
- Autonomia: 150 ore

ACCESSORI

TM/1030-02 HA794 Sonda HT 30 kV c.c.
TM/1030-00 HT207 Sonda HT 30 kV c.c. (Per MX522)
TM/1200-00 HA1159 Sonda di temperatura −50°C ÷ +150°C
TM/1210-00 HK200 Sonda di temperatura −25°C ÷ +350°C
TM/1220-00 HK202 Sonda di temperatura −20°C ÷ + 1100°C (Per MX563)

TM/1100-00 AM10 Pinza amperometrica 200 A (apertura 15x11 mm)
TM/1110-00 AM15 Pinza amperometrica 1000 A (apertura Ø 50 mm)
TM/1150-00 HA303 SHUNT c.c. 30 mV - 30 A
TM/1160-00 HA300 SHUNT c.c. 30 mV - 300 A
TM/1300-00 HA902 Sonda (Filtro TV)
TM/1400-00 AE182 Borsa di trasporto

Distribuiti in Italia dalla **G.B.C.** *italiana*